

Kalibrierensemble für Messgeräte zur Bestimmung des Wirkungsgrades von HGÜ-Umrichtern

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik, Physik
der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig



zur Erlangung der Würde eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigte

Dissertation

von
Enrico Mohns
aus Braunschweig

eingereicht am:	03.05.2013
mündliche Prüfung am:	31.10.2013
Referenten:	Prof. Dr.-Ing. Michael Kurrat Prof. Dr. rer. nat. Meinhard Schilling
Vorsitzender:	Prof. Dr. Bernd Engel

VORWORT

Die vorliegende Arbeit entstand im Zeitraum von 2010 bis 2013 im Rahmen eines von der europäischen Union geförderten metrologischen Projektes parallel zu meiner Tätigkeit als Arbeitsgruppenleiter der Arbeitsgruppe „Messwandler“ im Fachbereich „Elektrische Energiemesstechnik“ der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt in Braunschweig.

Besonderer Dank gilt meinem Doktorvater, Herrn Prof. Dr.-Ing. Michael Kurrat vom Institut für Hochspannungstechnik und Elektrische Energieanlagen, der mir die Möglichkeit gab diese Arbeit durchzuführen. Seine Unterstützung hat zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen. Bei Herrn Prof. Dr. Meinhard Schilling bedanke ich mich für die bereitwillige Übernahme der Mitberichterstattung. Nach meinem Abschluss als Dipl.-Ing. im Jahr 2007 in seinem Institut für Elektrische Messtechnik und Grundlagen der Elektrotechnik, hat er meinen weiteren Werdegang stets mit Interesse verfolgt. Herrn Prof. Dr. Bernd Engel danke ich für den Prüfungsvorsitz.

Seitens der PTB danke ich Herrn Dr.-Ing. Martin Kahmann, dem Fachbereichsleiter „Elektrische Energiemesstechnik“. Nicht zuletzt auf seinen Ratschlag und wohlwollende Unterstützung hin, habe ich einen zweiten universitären Bildungsweg im Jahr 2004 eingeschlagen, welcher mir rückblickend betrachtet erst die Möglichkeiten gab, die vorliegende Arbeit durchzuführen. Auch bedanke ich mich bei Herrn Dr.-Ing. Günther Ramm, sowie bei Herrn Dr.-Ing. Waldemar Guilherme Kürten Ihlenfeld, meinem ersten Arbeitsgruppenleiter im Zeitraum 2001-2007. Einige der im Rahmen dieser Arbeit umgesetzten Ideen entstammen aus Diskussionen oder Anregungen mit diesen Herren. Auch danke ich Herrn Dr.-Ing. Klaus Schon, dem mittlerweile pensionierten Laborleiter des Labors „Messwandler und Hochspannung“. Meine Einstellung in der PTB im Jahr 2001 geht, neben den üblichen Zufällen im Leben auf seine proaktive Unterstützung zurück.

Meinen Kolleginnen und Kollegen im Fachbereich 2.3 danke ich für die Unterstützung in den zurückliegenden Jahren. Insbesondere danke ich den Technikern Herrn F. Pauling, Viet Vu, und S. Fricke, sowie den Ingenieuren M. Seckelmann, G. Roeissle und M. Schmidt, da sie mich speziell beim Aufbau der Versuchsanlagen oder den zu entwickelnden Geräten unterstützt haben. Hier sei auch besonders Herr Dipl.-Ing. Johann Meisner genannt. Ihm danke ich nicht zuletzt auch für die Durchsicht der Arbeit.

Mein größter Dank jedoch geht an meine liebe Frau, meine Eltern und meine Schwiegereltern. Sie haben mir stets den Rücken frei gehalten und mich auch unterstützt, wenn dienstliche, oder die Dissertation betreffenden Belange in der außerdienstlichen Freizeitphase, insbesondere in der Endphase der Zusammenschrift in den Vordergrund rückten.



- Braunschweig, im Mai 2013 -

KURZFASSUNG

In der vorliegenden Arbeit wird über Möglichkeiten zur Kalibrierung der Messtechnik für die integrale Bestimmung des Wirkungsgrades von Umrichtern für die Hochspannungsgleichstromübertragung berichtet. Verluste in diesen Komponenten der elektrischen Energieübertragung gehen im großen Maßstab in deren Wirtschaftlichkeit ein. Es ist daher von großem Interesse diese messtechnisch rückführbar zu bestimmen.

Unter Berücksichtigung dieses Aspektes der Rückführung auf nationale Normale wird einleitend, und ausgehend von einem kommerziellen multikanaligen Leistungsanalysator mit geeigneten Wechsel- und Gleichstromsensoren aufgezeigt, welche Messgrößen mit zugehörigen Randbedingungen kalibrierbar sein müssen, um die gestellte Aufgabenstellung zu lösen. Dabei zeigt sich, dass sowohl Messsysteme zur Kalibrierung von Leistungsanalysatoren, als auch Messsysteme zur Kalibrierung von breitbandigen Wechselstrom- und Wechselspannungssensoren aufgebaut bzw. untersucht werden müssen.

Ein Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit ist die Messtechnik zur Kalibrierung des Leistungsanalysators mit breitbandig verschmutzten Gleich- und Wechselstromsignalen. Es wird gezeigt, dass diese vorteilhaft auf der, die Sekundärgrößen der Hochspannungssensoren emulierenden Kleinsignalebene durchgeführt werden können. Die Anstrengungen konzentrieren sich damit auf den Aufbau hochwertiger, und dem Anwendungszweck angemessen breitbandiger Komponenten. Der so aufgebaute Wirkungsgrad-Kalibrator integriert eine hochwertige multikanalige Signalerzeugung, Stromverstärker mit galvanisch isolierten Kanälen, breitbandige Messwiderstände mit zugehörigen Messverstärkern, sowie ein duales, mit bis zu 2×8 Eingängen ausgestattetes, selbstkalibrierendes Messsystem mit einem kommerziellen, hochauflösenden 2-Kanal Digitizer. Zusammengefasst werden die zugrundeliegenden Theorien diskutiert und die Rückführung dieses Referenzmesssystems dargestellt.

Auch auf dem Gebiet der Messwandler sind Anstrengungen nötig, um sowohl den Anforderungen nach genauen Messmöglichkeiten mit hohen Wechselspannungen und Wechselströmen im Bereich der Netzfrequenz einerseits, als auch dem Bedarf nach angemessen breitbandigen Messmöglichkeiten für die eingesetzten Hochspannungssensoren andererseits gerecht zu werden. Nach Erläuterung der zugrundeliegenden Theorien und der vorhandenen Messtechnik zur Kalibrierung konventioneller Messwandler, werden die Änderungen und Anpassungen der existierenden, wie auch der Aufbau neuer Messtechnik dargestellt. Im Ergebnis dieser Arbeit können nun analoge Spannungs und Stromsensoren mit praktisch beliebigen Sekundärpegeln, basierend auf den etablierten Normalspannungs- und Normalstromwandlern der PTB im Bereich der Netzfrequenz bis maximal $400 \text{ kV}/\sqrt{3}$ oder 60 kA kalibriert werden. Zusätzlich werden entsprechend breitbandige Messsysteme und zugehörige Referenzen dargestellt. Messunsicherheitsbudgets weisen die erreichten Genauigkeiten nach.

ABSTRACT

In this work, suitable calibration equipment for measuring instruments for the determination of the integral conversion efficiency of converters for high-voltage direct current transmission is shown. Losses in these components of electric power transmission represent an important key factor when determining their life cycle costs. It is therefore of high interest to determine their losses, or equivalently their efficiency in a metrologically traceable manner.

Taking into account this aspect of traceability to national standards, a commercially available modular ac and dc power measurement system is used in the introduction to identify the required measurement quantities and their boundary conditions. It was found that calibration systems for calibrating multi-channel power analyzers as well as measurement systems for the calibration of wideband alternating current and voltage sensors need to be developed or tested.

One focus of this work was the calibration of the power analyzer with wideband polluted dc and ac signals. It is shown that this can be advantageously carried out using emulated secondary voltage and current signals of the high-voltage sensors as calibration signals. These emulate typical waveforms of modern multi-level voltage source converters. The efforts could thus focus on building high quality components for a small-signal reference measurement system with reasonable wideband behavior. This new power and efficiency calibrator integrates a high-quality multi-channel signal generator, a transconductance amplifier with electrically isolated channels, wideband measuring resistors with associated instrumentation amplifiers, as well as a dual - with up to 2×8 input-equipped - self-calibrating sampling system with a commercial, high-resolution two-channel digitizer. In summary, the underlying theories were discussed and the traceability of this reference measurement system was demonstrated.

In the field of instrument transformers, additional efforts are needed to meet the requirements for accurate measurement capabilities for high-voltage wideband sensors with high ac voltages and currents at mains frequencies on the one hand, and their assessment in the audio frequency range using frequency response measurement capabilities on the other hand. After explaining the underlying theories and the existing measurement systems for the calibration of conventional transformers, the necessary changes and the adaptation of the existing equipment, as well as the development of new measurement equipment are shown. As a result of this work, analogue voltage and current sensors with virtually any secondary voltage or current level can be calibrated, based on the well-established standard voltage and current transformers of PTB at the mains frequency and at primary voltages or currents up to $400 \text{ kV}/\sqrt{3}$ or 60 kA , respectively. In addition, a wideband measurement system for high-voltage sensors with associated references was developed. Uncertainty budgets demonstrate the accuracies reached.

INHALTSVERZEICHNIS

1	Einleitung.....	17
1.1	Übersicht und Identifikation der zu schaffenden Rückführungsmöglichkeiten.....	18
2	Kalibrierplatz für den Leistungsanalysator.....	24
2.1	Anforderungen und Konzept des Wirkungsgrad-Kalibrator	24
2.1.1	Vorbetrachtung und Anforderung.....	24
2.1.2	Konzept des Wirkungsgrad-Kalibrators	26
2.2	Die Erzeugung verzerrter Umrichtersignale.....	29
2.2.1	Analoge und digitale Vorfilterung zur Verbesserung der Signalqualität	29
2.2.2	Transkonduktanzverstärker für Ströme bis 2 A.....	35
2.2.3	Zusammenfassung der erzeugbaren Kurvenformen zur Emulation von Umrichtern.....	40
2.3	Das multikanalige Samplingsystem	42
2.3.1	Aufbau des Dual 8-Kanal Sampling Controller.....	42
2.3.2	Beschreibung der Berechnungen im Messprogramm für den Wirkungsgrad-Kalibrator	46
2.3.3	Messwiderstände und Messverstärker	57
2.3.4	Charakterisierung des Dual 8-K Messsystems.....	62
3	Messsysteme für die AC Charakterisierung der Strom- und Spannungssensoren.....	68
3.1	Anpassung des ratiometrischen Messsystems „RaMSys“ als Herzstück für eine Messeinrichtung für Strom- und Spannungswandler	72
3.2	Breitbandiges ratiometrisches Wechselspannungsmesssystem	77
3.3	Messplatz für Stromwandler	86
3.3.1	Übersicht der verwendeten Normale und Aufbaumessung.....	87
3.3.2	Wechselstrom-Kalibrierung des Stromwandlers PSU 200 HF.....	93
3.4	Messplatz für Spannungswandler.....	95
3.4.1	Übersicht der verwendeten Normale und Aufbaumessung.....	96
3.4.2	Kalibrierung der Spannungsteilers HST12-3	100
4	Kalibrierung des Leistungsanalysators.....	102
4.1	Kalibrierung bei Gleich- und Wechselstrom	103
4.1.1	Ergebnis der Untersuchungen bei Wechselstrom	103
4.1.2	Ergebnis der Untersuchungen bei Gleichstrom	106
4.1.3	Ergebnis der Untersuchungen mit dem Wirkungsgrad-Kalibrator	111
4.2	Abschätzung der erreichbaren Messunsicherheit des modularen Wirkungsgradmesssystems.....	115
4.2.1	Messunsicherheit der Wechselstromleistung.....	116
4.2.2	Messunsicherheit der Gleichstromleistung.....	117
4.2.3	Messunsicherheit des Wirkungsgrades.....	119
	Zusammenfassung und Ausblick	120

Literaturverzeichnis	122
5 Anhang	126
5.1 Design und Aufbau des Transkonduktanzverstärkers	126
5.2 Eigenschaften des Dual 8-Kanal Messsystems	131
5.2.1 Linearität und Auflösung.....	131
5.2.2 Entzerrung des Frequenzgangs.....	134
5.2.3 Stabilität des Dual 8-K Messsystems	137
5.3 Die Rechenroutinen des Dual 8-Kanal Messsystem.....	140
5.3.1 Modell des Abtastsystems mit Kanalschalter	140
5.3.2 Definition der Abtasteinstellungen	141
5.3.3 Herleitung der Kanalspannungen	142
5.3.4 Basis-Messfunktionen	153
5.4 Der 2-Kanal Sampling Controller mit NI 5922 Digitizer (VRS)	156
5.4.1 Der Differenzverstärker	156
5.4.2 Die Eingangsstufe des Differenzverstärkers	165
5.4.3 Messergebnisse für den Instrumentenverstärker	168
5.4.4 Messergebnisse des VRS	171
5.4.5 Definition der verwendeten Übertragungsfaktoren	175
5.5 Berechnung zur Messunsicherheit.....	178
5.5.1 Allgemeine Bemerkungen	178
5.5.2 Unsicherheitsbudget für den Wirkungsgrad-Kalibrator	179
5.5.3 Unsicherheitsbudget Typ B für das VRS	185
5.5.4 Berechnungen und Messunsicherheiten der Stromwandlermesseinrichtung	188
5.5.5 Berechnungen und Messunsicherheiten der Spannungswandlermesseinrichtung	199
Lebenslauf.....	211

VERZEICHNIS DER BILDER

Bild 1:	Schematischer Aufbau eines Messsystems zur Bestimmung des Wirkungsgrades eines Umrichters in der vereinfachten Darstellung eines einphasigen Betriebes. (1) ist der Leistungsanalysator. (2) und (4) sind geeignete Stromwandler. (3) und (5) sind geeignete Spannungswandler.	19
Bild 2:	Schematische Anordnung zur Kalibrierung des Leistungsanalysators (1).....	20
Bild 3:	Konzept zur Kalibrierung eines Leistungsanalysators (G) mit einem Referenzsystem, bestehend aus einer 8-Kanal Spannungserzeugung (A) mit zugehörigem aktiven 8-Kanal Filter (B) und Transkonduktanzverstärkern (C), breitbandigen Messwiderständen (D), sowie einer auf Abtastung basierenden multikanaligen Messwerterfassung mit einem Sampling Controller (E) und einem zweikanaligen Digitizer (F). Ein Messrechner bestimmt daraus den so emulierten elektrischen Wirkungsgrad.....	27
Bild 4:	Schema der digitalen (grün hinterlegter Bereich) und analogen Signalaufbereitung (gelb hinterlegter Bereich) zur Erzeugung bandbegrenzter Signale.	29
Bild 5:	Gegenüberstellung der gefilterten Kurvenformen bzw. Spektren für ein mit 500 kHz erzeugtes 3-Level Umrichtersignal und 50 Hz Grundschiwingung. Der Zeitbereich für die positive Flanke ist im oberen Teil des Bildes dargestellt. Im unteren Teil des Bildes ist der Frequenzbereich dargestellt.	30
Bild 6:	Wirkungsweise der Vorverzerrung der Frequenz f bei einer Taktfrequenz von $f_{DAC} = 100$ kHz (oberes Bild) und Filterkurve eines bilinear transformierten Tiefpassfilters 6. Ordnung mit Butterworth Charakteristik. Die Grenzfrequenz des Filters ist 5 kHz ($f_{DAC}/f_g = 20$).	32
Bild 7:	Verwendete Filterstruktur der 8-Kanal Filtereinheit.....	33
Bild 8:	Modifizierte Version des Sallen-Key Filters 2. Ordnung.....	34
Bild 9:	Frequenzgang des aufgebauten umschaltbaren aktiven Filters nach Bild 7.....	34
Bild 10:	Vereinfachter Aufbau eines Transkonduktanzverstärkers als Basis für die Erzeugung breitbandiger Ströme.....	36
Bild 11:	Sprungantwort des TA1 für alle Bereiche von 1 mA bis 1 A bei der Bandbreite von 250 kHz und geringer ohmscher Last mit Lastfaktoren $\varrho_L < 1$	39
Bild 12:	Emulation einer Spannung eines Multilevel Umrichter (Grundschiwingungsmodulation). Die Kurvenform wurde mithilfe des 8-kanaligen DAC NI 6733 erzeugt. Eine digitale und analoge Filterung begrenzt die Bandbreite auf etwa 20 kHz. Die Übergang von einem Level zum nächsten Level ist vergrößert dargestellt.	40
Bild 13:	Emulation einer Spannung eines mit PWM realisierten Multilevel Umrichter mit insgesamt 12 Stufen (PWM moduliert). Die Kurvenform wurde mithilfe des 8-kanaligen DAC NI 6733 erzeugt. Eine digitale und analoge Filterung begrenzt die Bandbreite auf etwa 50 kHz.	41

Bild 14:	Aufbau eines Dual 8-Kanal Sampling Controllers als Front-End für einen 2-Kanal Digitizer	42
Bild 15:	Beispielhafte Abtast- und Schaltsequenz im Dual 8-K Messsystem. Eingestellt wurde eine Abtastung von 3 Kanälen mit in situ Korrektur gegen die eingebaute DC Referenz (Kanal 2, 3, 5, 6). Die Pfadvertauschung ist aktiviert. Orange: Schalttakt für den Kanalschalter S2. Grün: Umschalttakt von S1 (Pfadvertauschung). Rot: Eingangsspannung des Digitizer (Pfad A). Blau: Eingangsspannung des Digitizer (Pfad B). Im unteren Bild sind die Verzugszeiten T_{v1} und T_{v2} , sowie die Messzeit T_M dargestellt.	45
Bild 16:	Übersicht der modular ausgelegten Software mit dem Dual 8-Kanal Sampling-Controller und dem 2-Kanal Digitizer NI 5922.....	46
Bild 17:	Geometrischer Aufbau des Messwiderstandes mit zwei Widerstandselementen. Durch Parallelschaltung zusätzlicher Widerstände auch für Ströme bis einige 100 mA geeignet. Der Spannungsabgriff ist praktisch feldfrei positioniert.....	57
Bild 18:	Topologie des Messverstärkers $G = 5$	59
Bild 19:	Frequenzgang nach Betrag (rot) und Phase (grün) des Messverstärkers L2 mit $G = 5$. Die Punkte stellen die Messwerte dar. Die Kurven repräsentieren jeweils ein einfaches Modell (siehe Text).....	60
Bild 20:	Sprungantwort des Messverstärkers L1 ($G = 5$).....	61
Bild 21:	Verifizierung des Dual 8K Messsystems als AC-DC Wirkungsgrad-Kalibrator. Der emulierte Wirkungsgrad eines Umrichters ist 95 %. Die Untersuchung zeigt die festgestellten Abweichungen bei nominaler Spannung von 3 V und einer nominaler Stromstärke von 5 A (entsprechend 5 V). Variiert wird der Phasenwinkel.	63
Bild 22:	Verifizierung des Dual 8K Messsystems als AC-DC Wirkungsgrad-Kalibrator. Die festgestellten Abweichungen zeigen den Unterschied zwischen sinusförmigen und verzerrten Kurvenformen (3. Harmonische; $THD_U = 10 \%$; $THD_I = 40 \%$) der Wechselgrößen. Die Gleichspannungsseite ist nicht verzerrt.....	63
Bild 23:	Stabilität des Wirkungsgrad-Kalibrator. Emuliert wird ein Wirkungsgrad von etwa 95 % mithilfe der 3 V - 100 mA wechselstromseitig, und 3 V - 95 mA gleichstromseitig erzeugten Signale. Dargestellt ist die Stabilität des erzeugten und gemessenen Wechselstromes (oberes Bild), bzw. Gleichstromes (unteres Bild).	64
Bild 24:	Stabilität des mit dem Wirkungsgrad-Kalibrator emulierten Wirkungsgrades von 95 %.	65
Bild 25:	Verifizierung des Dual 8K Messsystems als AC-DC Wirkungsgrad-Kalibrator. Variiert wird der Strom des emulierten Umrichters. Das obere Bild zeigt die relativen Messabweichungen des gemessenen Gleich- und Wechselstromes. Das untere Bild zeigt die zugehörige Messabweichung des emulierten Wirkungsgrades von 95 %.	66
Bild 26:	Prinzipielle Anordnung zur Bestimmung der Stromwandlerrmessabweichung [RAM1].....	68
Bild 27:	Zeigerdiagramm der Sekundärströme [RAM1].....	69
Bild 28:	Ratiometrisches Verfahren zur Bestimmung der Stromwandlerrmessabweichung.....	70

Bild 29: Übersicht des ratiometrisches Messsystems „RaMSys“	72
Bild 30: Abtastsequenz im ratiometrisches Messsystems „RaMSys“	73
Bild 31: Aktiver Zwei-Kanal Umschalter mit integriertem Antialiasing Filter und Eingangsverstärkern zur Verringerung der Eingangskapazität.	75
Bild 32: Prinzipieller Aufbau des breitbandigen ratiometrischen Messsystems mit Digitizer und einem differenziellen Modul „RIS“	78
Bild 33: Abtast- und Schaltsequenz im breitbandigen ratiometrischen Messsystems mit dem RIS und dem Digitizer PXI 5922. Grün: Umschalttakt von S1. Rot: Eingangsspannung des Digitizer (Pfad A). Blau: Eingangsspannung des Digitizer (Pfad B).....	80
Bild 34: Komplexe Ebene mit einem komplexen Verhältnis (rot), welches jedoch durch Rauschen praktisch vollständig überdeckt wird. Rot: rauschfrei angenommener Erwartungswert für das Verhältnis. Grün: Bereich der Verhältnisse inklusive Rauschen. Blau: Zeiger für vier beliebig angenommene einzelne Messergebnisse.	82
Bild 35: Ergebnis einer mit gleichverteilten Zufallszahlen durchgeführten Monte Carlo Analyse zur Evaluierung der Berechnungsroutine des kombinierten komplexen Verhältnisses. Die Parameter sind im Bild angegeben. Negative Winkel wurden zur besseren Anschauung in den positiven Winkelbereich gedreht. Die Unsicherheitsbalken (Typ-A Messunsicherheit) repräsentieren eine Wahrscheinlichkeit von 95 % ($k = 2$).	84
Bild 36: Implementiertes universales Modell der Messeinrichtung für Stromwandler.....	86
Bild 37: Prinzipielle Messanordnung der zu vergleichenden Stromwandler TX und TN in Verbindung mit der Messeinrichtung „SEKAM IV“	89
Bild 38: Aufbau-Schema zur Bestimmung der Frequenz- und Phasengänge des Satzes von Messwiderständen für Nominalstromstärken von 10 mA bis 5 A	90
Bild 39: Aufbau-Schema zur Bestimmung der Frequenz- und Phasengänge der Messwandlerbrücke für Nominalstromstärken von 100 mA bis 5 A.....	92
Bild 40: Schema (links) zur umschaltbaren symmetrische Anordnung der Primärleiter für $N_p = 1$ ($I_{pr} = 100$ A), bzw. $N_p = 2$ ($I_{pr} = 50$ A) mit dem Durchsteckstromwandler Zimmer PSU 200. Rechts: Foto des realisierten Aufbaus.....	93
Bild 41: Implementiertes universales Modell der Messeinrichtung für Spannungswandler.	95
Bild 42: Aufbau-Schema zur Bestimmung der Frequenz- und Phasengänge der Spannungsteiler für Nominalspannungen von 10 V bis 12 kV	97
Bild 43: Übersicht der Anschlussmöglichkeiten des LMG 500 für einen Kanal.....	102
Bild 44: AC Linearität des Sensor-Eingangs Ch1-U für die Bereiche 1 V-2 V-4 V und Grenzwerte der Messabweichungen (Herstellerangaben).....	104
Bild 45: AC Linearität des Stromeingangs Ch1 für die Bereiche 80 mA-150 mA-300 mA und Grenzwerte der Messabweichungen (Herstellerangaben).....	105
Bild 46: Einfluss des Digitalfilters auf die Genauigkeit von 50/60 Hz Messungen.....	106

Bild 47:	DC Linearität des Sensor-Eingang Ch3-I (Spannungseingang)	108
Bild 48:	Kurzzeitstabilität der Offsetspannung der Sensor-Eingänge Ch3 und Ch4.	109
Bild 49:	DC Linearität des Strom-Eingangs Ch3-I.	109
Bild 50:	Stabilität des Offsetstromes des Strombereiches 150mA (Ch4).	110
Bild 51:	Stabilität des LMG 500 über einen Zeitraum von 8 Stunden. Die Integrationszeit beträgt 5 s. Jeder Punkt repräsentiert den Mittelwert über etwa 2 min.	111
Bild 52:	Ergebnis verschiedener Szenarien (#1 bis #7) mit dem LMG 500. Das obere Bild (AC) und das mittlere Bild (DC) zeigen die relativen Messabweichungen ΔU , ΔI und ΔP . Im unteren Bild sind die Messabweichungen des rechnerischen Wirkungsgrades dargestellt.....	113
Bild 53:	Schematischer Aufbau des Transkonduktanzverstärkers TA1.	126
Bild 54:	Aufbau des diskret aufgebauten OPV (Leistungsverstärker A4 nach Bild 53).....	128
Bild 55:	Normierte Sprungantwort des diskret aufgebauten Leistungsverstärker ($G_P = 2$).....	129
Bild 56:	Frontansicht des aufgebauten dreiphasigen Transkonduktanzverstärkers TA1.	130
Bild 57:	Klirrspektrum des TA1 bei $I = 1$ A, $R_L = 0,8 \Omega$ und $f = 53$ Hz.....	130
Bild 58:	Photo des Dual 8K Controllers. Zwei Signalpfade passen über jeweils acht Relais die Spannungen differenziell (max. ± 10 V) an die Spannungsbereiche (± 5 V, oder ± 1 V) des Digitizers NI 5922 an. Eine eingebaute DC Referenz stellt Spannungen von 4,5 V oder 0,9 V bipolar zur Verfügung. Eine programmierbare digitale Sektion (rechts) erlaubt verschiedene Möglichkeiten der Synchronisation mit 10 MHz.	131
Bild 59:	Linearität des Dual 8K Messsystems bestehend aus dem 8K Samplingcontroller und dem Digitizer NI 5922 im ± 10 V Bereich.....	132
Bild 60:	Linearität des Dual 8K Messsystems mit aktivierter in situ Kalibrierung mit der im Controller integrierte DC Referenz von $\pm 4,5$ V im ± 10 V Bereich.	132
Bild 61:	Rauscheigenschaften des Dual 8K Messsystems im ± 10 V Bereich bei einer Abtastfrequenz von 100 kHz.	133
Bild 62:	Darstellung des normierter Frequenzgang des Digitizer NI 5922 (rote Kurve) mit $f_s = 100$ kHz. Die Frequenz ist normiert dargestellt. Das Modell (grüne Kurve) zeigt gute Übereinstimmung bis etwa 37 % von f_s . Das Modell ist gültig für alle Abtastraten $50 \text{ kHz} \leq f_s \leq 1 \text{ MHz}$. Der Unterschied zwischen Modell und gemessenen Werten (blaue Kurve) zeigt eine Übereinstimmung von besser $30 \mu\text{V/V}$ bis etwa 37 % von f_s	135
Bild 63:	Vergleich der Messabweichungen ΔU_{rms} des Dual 8-K Messsystems gegen ein analog-thermisches Messsystem mit verschiedenen Kurvenformen. Die analoge Bandbreite der verzerrten Signale war auf 60 kHz begrenzt.	137
Bild 64:	Stabilität des Dual 8-K Messsystems mit aktivierter in-situ Korrektur (grün) über einen Zeitraum von etwa 2 Tagen. Informativ ist auch die Stabilität ohne aktivierte Korrektur (rot) angegeben.....	138

Bild 65: Langzeitstabilität (Historie) der im Dual 8-K Messsystem eingebauten Referenzspannungen von $\pm 0,9$ V und $\pm 4,5$ V.....	139
Bild 66: Langzeitstabilität (Historie) der im Dual 8-K Messsystem eingebauten Referenzfrequenz von 10 MHz.....	139
Bild 67: Vereinfachtes Modell des Dual-8K Abtastsystem.....	140
Bild 68: Schematischer Aufbau eines Instrumentenverstärkers	156
Bild 69: Anordnung zur Einstellung der Gleichtaktunterdrückung eines einfachen Differenzverstärkers.....	157
Bild 70: Realisierung der Einstellung der Gleichtaktunterdrückung.....	158
Bild 71: Optimierter Differenzverstärker hoher Genauigkeit	160
Bild 72: Phasenkompensation zur Verringerung des Phasenfehlers des Buffers B2.....	164
Bild 73: Aufbau des einfachen Bufferverstärker als Basiselement der Eingangsstufe mit Impedanznetzwerk	166
Bild 74: Messabweichung der Verstärkung eines Instrumentenverstärker im 2-Ch RIS. Amplitudenfehler (oberes Bild) und Phasenfehler (unteres Bild) der Eingangsstufe allein (Buffer In+, In-) sowie des gesamten Verstärkers (Gd).....	168
Bild 75: Gleichtaktunterdrückung der Instrumentenverstärker im 2-Ch RIS (vgl. Bild 71). Blaue Kurve: CMRR des schnellen Differenzverstärkers allein. Rote Kurve: Erreichte CMRR des gesamten Differenzverstärkers.	169
Bild 76: Sprungantwort (Kleinsignal) der Differenzverstärkung der beiden Instrumentenverstärker im 2-Ch RIS (vgl. Bild 32).....	170
Bild 77: Sprungantwort (Kleinsignal) der Gleichtaktverstärkung der beiden Instrumentenverstärker im 2-Ch RIS (vgl. Bild 32).....	170
Bild 78: Stabilität für ein 4 V/4 V Verhältnis bei der Frequenz von 50 Hz (Netz). Oberes Bild: Messabweichung nach Betrag (rot) und Phase (grün) bei aktivierter Vertauschung. Unterer Bild: Messabweichung nach Betrag (blau) entsprechend einer nicht aktivierten Vertauschung der Pfade im 2-Kanal RIS. Die Parameter sind $f_s = 50$ kHz; $f_{res} = 2,5$ Hz ($T_m = 0,4$ s); $n = 25$	171
Bild 79: Messabweichung des Frequenzganges des Verhältnisses 6 V/6 V nach Betrag (rot) und Phase (grün) von 20 Hz bis 100 kHz. Die Parameter sind $f_s = 500$ kHz; $f_{res} = 2,5$ Hz ($T_m = 0,4$ s); $n = 25$	172
Bild 80: Frequenzgang des Verhältnisses 0 V/6 V für den Fall „Kanal 2 geerdet“ (rot), sowie „Kanal 2 mit Gleichtakt“ (grün) von 20 Hz bis 100 kHz.....	173
Bild 81: Photo des aufgebauten ratiometrischen Messsystem „VRS“, bestehend aus dem RIS Modul und dem Digitizer NI PXI-5922.....	174
Bild 82: Zweifacher MU Beitrag U_1 : Abhängigkeit vom Betrag des Verhältnisses.....	186

Bild 83:	Zweifacher MU Beitrag U_2 : Abhängigkeit von der Aussteuerung	187
Bild 84:	Zweifache MU Beitrag U_3 : Abhängigkeit von der Frequenz.	187
Bild 85:	Frequenzgang nach Betrag (oben) und Phase (unten) für den aktiven Spannungsteiler HPVD2 beispielhaft für den Bereich 120 V/3 V.....	204
Bild 86:	Frequenzgang nach Betrag (oben) und Phase (unten) für den aktiven Spannungsteiler HPVD3 beispielhaft für den Bereich 180 V/3 V.....	205
Bild 87:	Frequenzgang nach Betrag (oben) und Phase (unten) für den aktiven Spannungsteiler RT1000. Angabe der Phase für Leerlauf ($C = 0$).....	208
Bild 88:	Frequenzgang nach Betrag (oben) und Phase (unten) für den aktiven Spannungsteiler Zimmer HST12-3.	210

Abkürzungsverzeichnis

AC	Alternating Current
ADC	Analog Digital Converter
Buffer	Impedanzwandler
CMR	Common Mode Rejection
CMRR	Common Mode Rejection Ratio
DAC	Digital Analog Converter
DC	Direct Current
DFS	Diskrete Fourier Series
DFT	Diskrete Fouriertransformation
DUT	Device Under Test
ECT	Electronic Current Transformer
EVT	Electronic Voltage Transformer
EWA	Electronic Wagner Earthing-Arm
FIR	Finite Impulse Response
HGÜ	Hochspannungsgleichstromübertragung
IIR	Infinite Impulse Response
IVD	Inductive Voltage Divider
MU	Messunsicherheit
OPA	Operationsverstärker
PWM	Pulse Width Modulation
RIS	Ratio Interchanging Switch
SID	Slew-induced distortion
VRS	Voltage Ratio Measurement System
VSC	Voltage Source Converter

1 EINLEITUNG

Im Rahmen des von der EU geförderten Forschungsprojektes „Metrology for High Voltage Direct Current“ [ENG07], an dem mehrere europäische Metrologieinstitute und Universitäten beteiligt sind, beschäftigen sich die TU Braunschweig und die PTB gemeinsam mit dem Bereich der Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung (HGÜ). Hintergrund ist die im europäischen Raum erwartete zunehmende Anwendung von HGÜ, welche im Vergleich zur Wechselspannungs-Übertragung über große Distanzen verlustärmer ist. Das Gemeinschaftsprojekt ist in fünf Arbeitspakete WP1 bis WP5 aufgeteilt:

- WP1: Verluste bei HGÜ, speziell von HGÜ-Umrichtern
- WP2: Referenzen bis ± 1 MV
- WP3 Vor-Ort-Kalibrierungen von breitbandigen Hochspannungsteilern
- WP4: Bewertung der Power-Quality in HGÜ-Umrichtern
- WP5: Energiezählung bei DC

Der Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit liegt im WP1. Hier geht es um die Charakterisierung von Messgeräten und Komponenten zur Bestimmung der integralen Verluste von Umrichtern, wobei alle geschaffenen Messmöglichkeiten auf nationale Normale rückführbar sein müssen. Das entwickelte und im Rahmen dieser Arbeit aufgebaute Geräteensemble wird in allen Details vorgestellt. Seine bisher unerreichte Leistungsfähigkeit wird anhand der Kalibrierung eines kommerziellen Leistungsmesssystems, welches zur Bestimmung von Umrichterwirkungsgraden bei Spannungen bis zu 20 kV und Strömen bis 200 A dienen soll, demonstriert.

Die Ergebnisse dieser Arbeit liefern einen Beitrag zum Gelingen der Energiewende, hier insbesondere im Bereich der Energieeffizienz der Übergangsstellen der Stromautobahnen mittels HGÜ einerseits, und dem europäischen Wechselspannungs-Verbundnetz andererseits. Durch genauere Messmethoden wird eine Steigerung der Effizienz erst möglich.

Anwendungsmöglichkeiten finden sich in unterschiedlichen Bereichen. Beispielsweise wird seit mehreren Jahren multinational das Projekt „Desertec“ diskutiert, bei dem großflächig in Nordafrika Sonnenenergie in Photovoltaikanlagen in elektrische Energie umgewandelt werden soll [DES]. Hier wäre die HGÜ-Technik zur Energieübertragung über mehrere tausend Kilometern von Nordafrika nach Europa zwingend erforderlich.

Wesentlich greifbarer scheint jedoch zunächst der zum Erreichen der Klimaschutzziele zunehmende Einsatz von Offshore-Windparks, bei dem großflächig Windenergie auf dem Meer geerntet und in elektrische Energie umgewandelt wird. Die Übertragung der

elektrischen Energie erfolgt dabei über Seekabel. Wegen der hohen Kabelkapazitäten ist auch hier eine wirtschaftliche Übertragung nur mit HGÜ-Technik möglich [LANGL]. Zudem sind wegen der derzeit geringen Kurzschlussleistung an den Netzausläufern in Küstennähe konkrete Überlegungen im Gang, ein dem Übertragungsnetz überlagertes Gleichstromnetz zu schaffen (Overlay-Netz), [NEP]. Dies ist auch auf europäischer Ebene (DC Super Grid) zur Integration des stetig wachsenden Anteils erneuerbaren Energien denkbar [ASPL].

Allen genannten Anwendungen gemein ist, dass die Übertragung mit Gleichstrom erfolgen wird, da hier die Verluste, verglichen mit einer Drehstromübertragung, systembedingt wesentlich geringer gehalten werden können. Diese setzen sich zusammen aus den Verlusten der Übertragung über die Leitung, und den Verlusten im Umrichter, welche die Gleichspannung in eine Wechselspannung (oder auch umgekehrt) konvertiert. Die Leitungsverluste sind dabei weitestgehend berechenbar. In Umrichtern dagegen setzen sich die Verluste aus mehreren Anteilen, den Schaltverlusten, den Leitungsverlusten innerhalb des Umrichters sowie den Verlusten in den Netzfiltern zusammen. Der Wirkungsgrad von Umrichtern geht daher im großen Maßstab in die Wirtschaftlichkeit solcher Anlagen ein. Sie stellen somit ein wichtiges Qualitäts- und Entscheidungskriterium bei der Projektierung solcher Anlagen dar. Damit spielt in der HGÜ-Technik die genaue Messung des Wirkungsgrades von Umrichtern eine Schlüsselrolle.

1.1 ÜBERSICHT UND IDENTIFIKATION DER ZU SCHAFFENDEN RÜCKFÜHRMÖGLICHKEITEN

Eine beispielhafte Messanordnung zur Bestimmung des Wirkungsgrades eines einphasigen Umrichters ist in Bild 1 dargestellt. Ein hierfür geeignetes modulares Messsystem (6), bestehend aus dem mehrkanaligen breitbandigen Leistungsmessgerät (1), sowie Strom- und Spannungswandlern mit entsprechenden Übersetzungsverhältnissen sind an die Wechselstrom- und Gleichstromseite des Umrichters angeschlossen. Die Richtung des Leistungsflusses ist für die Betrachtung unerheblich. Die Wandler passen sowohl auf der Wechselstromseite (2; 3), als auch auf der Gleichstromseite des Umrichters (4; 5) die Spannungen und Ströme mit hoher Genauigkeit auf die Eingangsbereiche des Leistungsanalysators an. Dieser bestimmt über die gemessenen Sekundärspannungen und -ströme der Wandler und deren Übersetzungsverhältnisse die Spannungen und Ströme an den Eingangsklemmen des Umrichters und berechnet so die Ein- und Ausgangsleistung des Umrichters. Der Wirkungsgrad kann nun definitionsgemäß über das Verhältnis dieser Leistungen ermittelt werden.

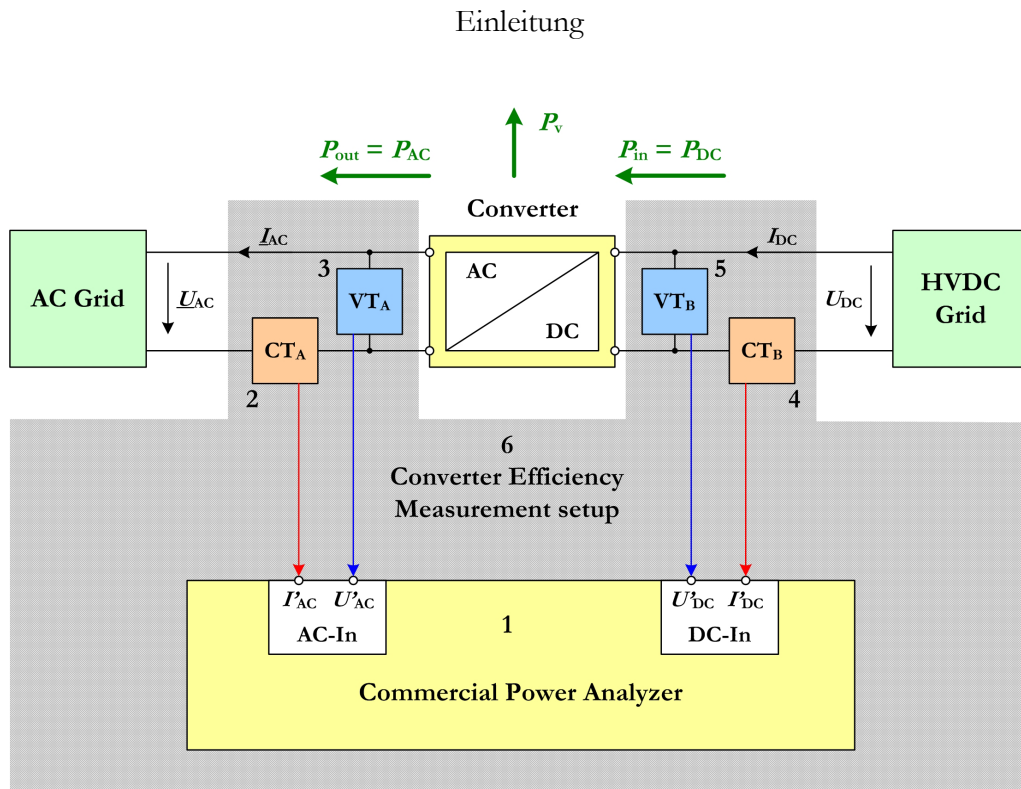


Bild 1: Schematischer Aufbau eines Messsystems zur Bestimmung des Wirkungsgrades eines Umrichters in der vereinfachten Darstellung eines einphasigen Betriebes. (1) ist der Leistungsanalysator. (2) und (4) sind geeignete Stromwandler. (3) und (5) sind geeignete Spannungswandler.

Im Rahmen dieser Arbeit und der damit verbundenen Kopplung zu dem europäischen Forschungsprojekt werden die maximalen Spannungen und Ströme auf $20 \text{ kV}_{\text{pk}}$ und $200 \text{ A}_{\text{pk}}$ begrenzt. Problematisch sind dabei die verzerrten Signalverläufe. So stellen beispielsweise die Gleichspannungen und -ströme ebenso keine reinen Gleichsignale dar, wie auch die Wechselspannungen und -ströme nicht rein sinusförmig sind. Der Grund für dieses Verhalten liegt in der getakteten Betriebsweise der Umrichter begründet, aber auch in der Netzqualität des Versorgungsnetzes, an das der Umrichter angeschlossen wird. Das ist eine messtechnische Herausforderung. Die aufzubauenden Messsysteme zur Kalibrierung des Leistungsanalysators sowie der Strom- und Spannungswandler müssen daher diese Signaleigenschaften berücksichtigen und die relevanten Eigenschaften der zu untersuchenden Geräte unter solchen Betriebsbedingungen durch geeignete Messverfahren sichtbar machen.

Aufgrund der zur Reduktion der Störemission innerhalb der Umrichter verbauten Filter, liegt die zu betrachtende Bandbreite der Kalibriersignale im Bereich von DC bis maximal 20 kHz . Die verwendbaren Spannungs- und Stromwandler sind daher in ihrer Bauart eingegrenzt. Aufgrund der Forderung nach Pegeln bis $20 \text{ kV}_{\text{pk}}$ und $200 \text{ A}_{\text{pk}}$ werden breitbandige Hochspannungsteiler (kapazitiv abgegliche Widerstandsteiler) und breitbandige, gleichstromfähige Stromwandler vorgesehen. Diese weisen üblicherweise Ausgangspegel im Bereich von höchstens 10 V im Falle des Spannungsteilers, bzw. im Bereich von höchstens 1 A oder einigen Volt im Falle des Stromwandlers auf.

Die Eigenschaften der vorzusehenden Messsysteme zur Charakterisierung der Komponenten (1) bis (5) nach Bild 1 gehen aus der Tabelle 1 hervor. Das aus diesen Komponenten zusammengesetzte modulare Messsystem (6) ist ebenfalls aufgeführt.

Tabelle 1 Liste der für den Aufbau von Kalibriermöglichkeiten im Bereich der Wirkungsgradmesstechnik zu schaffenden Messplätze mit den relevanten Messgrößen

No	Bezeichnung	Messgrößen	Bereich
1	Leistungsanalysator	Wirkungsgrad berechnet aus	P_{AC} und P_{DC} (emuliert)
		AC oder DC Spannung	bis $u_{max} \leq 10V$ sowie $B \leq 20$ kHz
		AC oder DC Strom	bis $i_{max} \leq 1A$ sowie $B \leq 20$ kHz
2	AC Stromwandler	Wechselstrom (Grundschiwingung)	$I_p \leq 150$ A sowie $f_1 = 50$ Hz
		Frequenzgang (Ripple)	bis 5% von I_p sowie $f \leq 20$ kHz
3	AC Spannungswandler	Wechselspannung (Grundschiwingung)	$U_p \leq 15$ kV sowie $f_1 = 50$ Hz
		Frequenzgang (Ripple)	bis 5% von U_p sowie $f \leq 20$ kHz
4	DC Stromwandler	Gleichstrom	$I_p \leq 200$ A
		Frequenzgang (Ripple)	bis 5% von I_p sowie $f \leq 20$ kHz
5	DC Spannungsteiler	Gleichspannung	$U_p \leq 20$ kV
		Frequenzgang (Ripple)	bis 5% von U_p sowie $f \leq 20$ kHz
6	Modulares Messsystem für den Wirkungsgrad	Wirkungsgrad gemessen bei	P_{AC} und P_{DC} mit
		AC und DC Spannung	$u_{max} \leq 20kV$ sowie $B \leq 20$ kHz
		AC und DC Strom	$i_{max} \leq 200A$ sowie $B \leq 20$ kHz

Der im Rahmen dieser Arbeit für (1) eingesetzte mehrkanalige breitbandige Leistungsanalysator LMG 500 [Zim1] dient der Bestimmung der Gleich- und Wechselleistung. Zur Kalibrierung dieses Messgerätes wird ein breitbandiger AC-DC Leistungsstandard gemäß Bild 2 aufzubauen sein. Dieses den Wirkungsgrad eines Umrichters emulierende Referenzsystem hat den Anforderungen bezüglich der multikanaligen Erzeugung einerseits, als auch der Messung mit der erforderlichen Genauigkeit andererseits zu genügen.

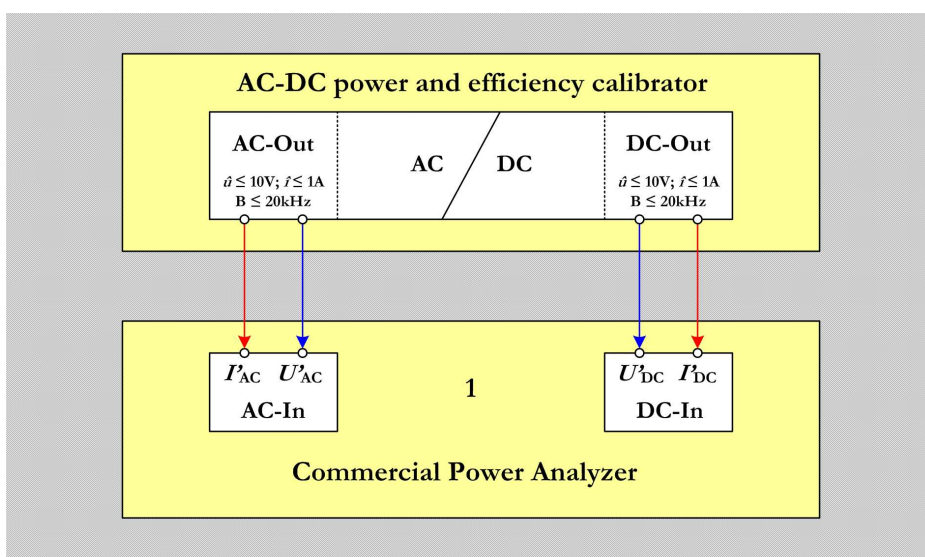


Bild 2: Schematische Anordnung zur Kalibrierung des Leistungsanalysators (1).

Als breitbandiger Standard soll ein auf Abtastung beruhendes Messverfahren dienen. Hierbei werden die Sekundärgrößen der Wandler mit einer geeigneten Multikanal-Erzeugung emuliert, dem Leistungsanalysator zugeführt, und gleichzeitig über das Abtastverfahren gemessen. Die aus den Abtastwerten berechneten Spannungen bilden dann die emulierte Gleich- und Wechsellleistung des Umrichters und ergeben gleichzeitig den Wirkungsgrad zur Kalibrierung des Leistungsanalysators.

Als wesentlicher und geeigneter Bestandteil dieses AC-DC Leistungsstandards erscheint der kommerzielle Digitizer PXI-5922 der Firma National Instruments [NI1]. Er tastet zweikanalig simultan Spannungen mit einer maximalen Auflösung von 24 Bit und einer maximalen Abtastfrequenz von 15 MHz ab. Grundsätzliche Untersuchungen weisen die metrologische Eignung nach. Eine von diesem Hersteller angebotene, und zu diesem System passende Erweiterungskarte dient als 8-Kanal Erzeuger. Mit diesem 16 Bit Digital-Analog Konverter (DAC) können die für die Emulation der Gleich- und Wechselstromleistung notwendigen Spannungssignale erzeugt werden. Entsprechende nachgeschaltete Transkonduktanzverstärker erzeugen die hierfür notwendigen Ströme mit Scheitelwerten im Bereich bis etwa 1 A. Über geeignete Messwiderstände werden diese Ströme zur Abtastung in stromproportionale Spannungen gewandelt. Ein rechnergesteuerter Multiplexer führt dann nacheinander alle der Leistungsberechnung dienenden Spannungssignale dem Digitizer zu. Die Datenverarbeitung sowie die Kontrolle über das so aufgebaute Referenzmesssystem übernimmt dann ein PC.

Im Rahmen dieser Dissertation sind ebenfalls Messplätze zur Wechselstromkalibrierung von Stromsensoren und Spannungssensoren aufzubauen (vgl. (2) und (3) in Bild 1). Hier ist zu unterscheiden zwischen der 50 Hz Kalibrierung des Strom- bzw. Spannungssensors, bei dem die Betrags- und Phasenfehler bei unterschiedlichen Aussteuerungen mit hoher Genauigkeit zu ermitteln sind, und der Bestimmung des Frequenzganges nach Betrag und Phase, bei dem der Nachweis der Breitbandigkeit für nachfolgende Messunsicherheitsbetrachtungen erbracht wird. Die Genauigkeitsanforderung für die Frequenzgangbestimmung ist nicht so hoch, wie die der Bestimmung der 50 Hz Messabweichungen.

Für die 50 Hz Kalibrierung konventioneller Stromwandler, bei denen die Stromstärke der Sekundärseite mit 1 A oder aber 5 A genormt ist, existieren bereits Messeinrichtungen [RAM1]. Gleiches gilt für die Kalibrierung konventioneller Spannungswandler [RAM2]. Hier ist die Sekundärseite mit Spannungen im Bereich von 100 V genormt. Die Ausgangsgröße der Sekundärseiten der hier verwendeten Strom- bzw. Spannungssensoren unterscheiden sich jedoch von denen konventioneller Wandler. Sie lassen sich als analoge nichtkonventionelle Strom-, bzw. Spannungswandler einordnen. Hier sind die Sekundärgrößen entweder Spannungen im Kleinsignalbereich einiger Volt, oder aber Ströme im Bereich bis zu einigen 100 mA.

Um den hohen Anforderungen bei Netzfrequenz gerecht zu werden, sollten die aufzubauenden Messsysteme für die Sensoren daher in der Lage sein

- die etablierten konventionellen PTB Normalwandler als Referenz bei Wechselströmen bis mindestens $150\text{ A}_{\text{rms}}$, bzw. Wechselspannungen bis $15\text{ kV}_{\text{rms}}$ zu verwenden
- technisch die sekundären Messgrößen „Ströme bis zu 1 A “ oder „Spannungen bis einige Volt“ beherrschen
- die Frequenzen um $50 / 60\text{ Hz}$ umfassen
- sich nicht durch vorhandene Gleichströme beeinflussen lassen

Für die zusätzliche Bestimmung des Frequenzganges besteht darüber hinaus die Notwendigkeit den Frequenzbereich auf etwa 20 kHz auszudehnen und die für die Messungen notwendigen Referenzen bereitzuhalten, bzw. aufzubauen und zu charakterisieren.

Die Messsysteme zur Kalibrierung der Sensoren auf der Gleichspannungsseite ((4) und (5) in Bild 1) werden im Rahmen dieser Dissertation nicht behandelt, da diese im Verantwortungsbereich der Arbeitsgruppe 2.32 „Hochspannungsmesstechnik“ liegen, und in der PTB entweder bereits existieren [MAR, ALT, MOH1], oder im Rahmen der Dissertation von J. Meisner weiterentwickelt, bzw. neu aufgebaut [MEI, MOH2] werden. Jedoch tragen auch diese Messeinrichtungen zum erfolgreichen Aufbau des modularen Wirkungsgradmesssystems (6) nach Bild 1 bei. Erwartet wird für dieses modulare Messsystem eine rechnerische kombinierte Messunsicherheit im Bereich von einigen $0,01\%$ für den gemessenen Wirkungsgrad. Für die Kalibrierungen der Komponenten (1) bis (5) sind daher Messsysteme mit Messunsicherheiten im Bereich von höchstens einigen $0,001\%$ bereitzuhalten, bzw. zu entwickeln.

Aufgrund der besonderen Umstände einer realen Vor-Ort Messung an Umrichtern im Netz (Einfluss von Temperatur, Lastschwankung, Instabilitäten in der Netzspannung, Schwankung der Netzfrequenz etc.) wird die erreichbare Gesamtmessunsicherheit des modularen Messsystems ohnehin um den Faktor $2 \dots 5$ verschlechtert, sodass hier Messunsicherheiten für den Wirkungsgrad im Bereich von $0,05\%$ bis $0,1\%$ realistisch erreichbar erscheinen.

Basierend auf den beschriebenen notwendigen Messmöglichkeiten sind nachfolgend die für die Lösung der Messaufgabe aufzubauenden Messgeräte, bzw. Messplätze kurz zusammengestellt:

1. Wirkungsgradkalibrator (Kapitel 2) für die Kalibrierung des Leistungsanalysators des modularen Wirkungsgradmesssystems (Kapitel 4) mit
 - a. Erzeugung von Spannungen und Strömen bis 10 V_{pk} und 1 A_{pk} mit dem kommerziellen DAC NI6733 (Kapitel 2.2), geeigneter Filterung (Kapitel 2.2.1) und Transkonduktanzverstärker (Kapitel 2.2.2).

- b. Präzise Messung der den Wirkungsgrad emulierenden Kurvenverläufen mit einem 8-Kanal Sampling Controller und dem kommerziellen ADC NI 5922 (Kapitel 2.3), sowie geeigneten Messwiderständen und Messverstärkern (2.3.3).
- 2. Ratiometrische Messsysteme zum Aufbau von Messeinrichtungen für die Kalibrierung von Strom- und Spannungssensoren
 - a. modifiziertes ratiometrisches Messsystem „RaMSys“ für komplexe Spannungsverhältnisse für 50 / 60 Hz (Kapitel 3.1).
 - b. breitbandiges ratiometrisches Messsystem für komplexe Spannungsverhältnisse (Kapitel 3.2) mit 2-Kanal Sampling Controller (Anhang 5.4).
- 3. Wandlermesseinrichtung für Strom- und Spannungssensoren
 - a. Messplatz für Stromwandler (Kapitel 3.3) basierend auf den ratiometrischen Messsystemen, entsprechenden Normalen und deren Kalibrierung mit geeigneten Aufbaumessungen. Die Aufbaumessungen eines geeigneten Satzes von Normalwiderständen im Frequenzbereich bis 20 kHz lassen sich auf ein nach Betrag und Phase bekannten Normalwiderstand geringer Stromstärke zurückführen. Die Kalibrierung der Widerstände erfolgt dabei sukzessiv gegen den jeweils zuvor kalibrierten Widerstand zu immer höheren Stromstärken hin (Kapitel 3.3.1).
 - b. Kalibrierung eines Stromsensors PSU 200 HF für das modulare Wirkungsgradmesssystem bis 140 A und 20 kHz (Kapitel 3.3.2)
 - c. Messplatz für Spannungswandler (Kapitel 3.4) basierend auf den ratiometrischen Messsystemen, entsprechenden Normalen und deren Kalibrierung mit geeigneten Aufbaumessungen (Kapitel 3.4.1).
 - d. Kalibrierung des Spannungsteilers HST12-3 für das modulare Wirkungsgradmesssystem bis 12 kV und 20 kHz (Kapitel 3.4.2).
- 4. Untersuchung des Leistungsanalysators Zimmer LMG 500 für den Einsatz in einem modularen Wirkungsgradmesssystem (Kapitel 4)
 - a. Kalibrierung der relevanten AC und DC Eigenschaften des Leistungsanalysators mit Signalen bis 4,8 V und 360 mA unter Benutzung der Sensoreingänge, bzw. der Stromeingänge (Kapitel 4.1). Die Eigenschaften wurden mit dem aufgebauten Wirkungsgradkalibrator ermittelt.
 - b. Abschätzung der Messunsicherheiten für das modulare Wirkungsgradmesssystem unter Berücksichtigung der Eigenschaften des Leistungsanalysators und der Strom- und Spannungssensoren. (Kapitel 4.2)

2 KALIBRIERPLATZ FÜR DEN LEISTUNGSANALYSATOR

2.1 ANFORDERUNGEN UND KONZEPT DES WIRKUNGSGRAD-KALIBRATOR

2.1.1 VORBETRACHTUNG UND ANFORDERUNG

Der Wirkungsgrad η nach physikalischer Interpretation einer beliebigen technischen Einrichtung ist das Verhältnis aus abgegebener Leistung P_{ab} zur zugeführten Leistung P_{zu}

$$\eta = \frac{P_{ab}}{P_{zu}}. \quad (1)$$

Bei einem HGÜ Umrichter entsprechen diese den zu- und abgeführten elektrischen Leistungen der Gleich- und Wechselstromseite des Umrichters. Der Wirkungsgrad ist dadurch natürlich auch abhängig von der Energieflussrichtung. Dies ist jedoch für die nachfolgenden Betrachtungen nicht weiter relevant. Ein wichtiger Punkt jedoch betrifft die Definition der verwendeten Bestandteile der Gleich- und Wechselleistung in der Berechnung des Wirkungsgrades nach (1), speziell unter Berücksichtigung der getakteten Arbeitsweise von Umrichtern, bei denen Oberschwingungen erzeugt werden. Diese tragen auch zur Energiebilanz bei, obwohl dieser Leistungsbeitrag nicht erwünscht ist. Prinzipiell gäbe es hier die Möglichkeit den Wirkungsgrad so zu definieren, dass nur das Verhältnis der Grundschwingungsleistung (AC Seite) zum Gleichanteil der DC Leistung (DC Seite) berücksichtigt würde, d.h. ohne Berücksichtigung eventueller Oberschwingungsströme. Dennoch wäre eine solche Definition nicht geeignet, da hier die physikalische Messgröße „Leistung“ in Bestandteile zerlegt wird, die nicht von allen Messgeräten so aufgelöst werden können. Insbesondere thermische oder analog multiplizierende Messverfahren würden so, trotz ihrer Breitbandigkeit als Messverfahren ausscheiden. Besser ist hier die Festlegung von Grenzwerten für die Oberschwingungsanteile der Ströme [VDN]. Hier ist es bereits erforderlich, dass der Hersteller von HGÜ Anlagen die erzeugten Oberschwingungen und Zwischenharmonische bis 10 kHz angibt.

Der aufzubauende Wirkungsgrad-Kalibrator soll demnach in der Lage sein, eine Gleich- und Wechselleistung mit einer ausreichend hohen analogen Bandbreite zu emulieren, d.h. die zeitlichen Verläufe der Spannungs- und Stromkurven von HGÜ-Umrichtern mit den Kleinsignal-Pegeln der Sekundärseiten der Wandler nachzubilden. Diese Kurvenformen sind, wie bereits dargestellt, Spannungssignale im Bereich unter 10 Volt oder Stromsignale im Bereich unterhalb 1 A mit einer analogen Bandbreite von mindestens 10 kHz. Der Wirkungsgrad-Kalibrator soll weiterhin diese Signale erfassen, die Leistungen ermitteln und daraus den Wirkungsgrad zur Kalibrierung des Leistungsanalysators berechnen.

Bei Kalibrierung eines multikanaligen Leistungsanalysators, wie es im Rahmen dieser Arbeit geplant ist, wäre die Messgröße Wirkungsgrad nicht von der SI Einheit „Watt“

abhängig, da zur Berechnung des Wirkungsgrades der Einfluss der im Wirkungsgradkalibrator eingebauten DC Referenz im Quotient nach (1) weitestgehend kompensiert wird. Jedoch soll der Kalibrator dennoch in der Lage sein, die Gleich- und Wechselstromleistungen mit hoher Genauigkeit zu ermitteln, um Kalibrierungen von Messgeräten für die Wechsel- und Gleichleistung zu erlauben. Damit ergeben sich so im Bereich der Wirkungsgradmesstechnik für sehr große Umrichter und -stationen relevante Anwendungen. Aufgrund der großen Abmessungen dieser Stationen lässt sich der Wirkungsgrad vermutlich nur über deren separat zu bestimmenden Wirkleistungen an den Ein- und Ausgängen und mit getrennten Messgeräten für die Wechsel- und Gleichleistung ermitteln.

Allgemein ist die elektrische Wirkleistung P über einen Beobachtungszeitraum T definiert als das Produkt von Spannung $u(t)$ und Strom $i(t)$ gemäß

$$P = \int_T u(t) \cdot i(t) dt = \int_T p(t) dt. \quad (2)$$

Nach dieser Definition gibt es keine Beschränkungen hinsichtlich der Kurvenform und deren spektralen Zusammensetzung. Lediglich der Zeitraum T sollte ganzzahlig einem Vielfachen der Periodendauer der Grundschiwingung $T_1 = 1 / f_1$ bei Wechsel- und Mischstromsignalen entsprechen. Dies ist wichtig, wenn nur wenige Perioden eines Signales erfasst werden. Bei hinreichend großen Messfenstern ($T \gg T_1$) kann auch diese Bedingung je nach gewünschter numerischer Genauigkeit vernachlässigt werden. Messgeräte, welche nach dieser Definition arbeiten, müssen sowohl geringe Laufzeitdifferenzen zwischen Strom- und Spannungspfad, sowie eine ausreichend hohe Bandbreite aufweisen.

Für den Kalibrierbetrieb können die Spannungs- und Stromsignale als konstant im Zeitraum T vorausgesetzt werden. Zu kalibrierende Messgeräte werden so an verschiedenen Arbeitspunkten kalibriert. Die Leistung lässt sich so auch mit abtastbasierten Messsystemen über die Signalspektren $\underline{U}(f)$, bzw. $\underline{I}(f)$ ermitteln. Diese werden über eine diskrete Fouriertransformation der abgetasteten Spannungs- und Stromsignale berechnet. Der Beobachtungszeitraum wird ganzzahlig der Periodendauer der Grundschiwingung der Kalibriersignale angepasst. Dadurch fallen die Frequenzen der Grundschiwingung f_1 , bzw. die der Oberschwingungen $i f_1$ (i entspricht der Ordnungszahl der Harmonischen) mit den diskret aufgelösten Frequenzen der DFT exakt zusammen. Subharmonische werden hier vernachlässigt. Die Leistung ist dann

$$P = \sum_{i=0}^{\max} U(i \cdot f_1) \cdot I(i \cdot f_1) \cdot \cos(\varphi_{ui}(i \cdot f_1)) = P_0 + P_1 + P_h, \quad (3)$$

wobei diese in drei relevanten Komponenten P_0 (Gleichstromleistung), P_1 (Grundschiwungsleistung) sowie P_h (Oberschwingungsleistung) zerlegt werden. Da die Messaufgabe darin besteht, einen Kalibrator zu schaffen, der unter Umrichterbedingungen Leistungsanalysatoren kalibriert, wird das Abtastsystem so ausgelegt, dass es nach (3) arbeitend, sowohl eine hohe Genauigkeit für DC als auch für niederfrequente Wechselspannungen hat.

Zudem soll die analoge Bandbreite ausreichend hoch sein, um die Oberschwingungsleistung noch mit ausreichender Genauigkeit aufzulösen. Als Ziel ist eine Messunsicherheit für den Wirkungsgrad des Kalibrators von unter 10^{-4} bei einer analogen Bandbreite von 20 kHz geplant. Dies erlaubt dann in Verbindung mit den Messunsicherheiten der ebenfalls zu kalibrierenden Spannungs- und Stromsensoren eine Gesamtunsicherheit im Bereich von $(2... 3) \cdot 10^{-4}$ für den so kalibrierten Leistungsanalysator zu erreichen. Diese Zielvorgabe führt dazu, dass die Unsicherheiten für die berechneten Gleich- und Wechselleistungen im Bereich von etwa $5 \cdot 10^{-5}$ liegen sollten, sodass für die abgetasteten Spektralanteile für die Gleichkomponenten und die Grundschwingungskomponenten der Spektren $\underline{U}(f)$, bzw. $\underline{I}(f)$ nach (3) eine Unsicherheiten im Bereich von höchstens $3 \cdot 10^{-5}$ zulässig ist.

Der aufzubauende Kalibrator für den Leistungsanalysator ist jedoch auch für verschiedene Möglichkeiten des Anschlusses eines Leistungsanalysators vorzusehen. Dies betrifft die Emulation eines Gleichspannungsnetzes (unipolar \leftrightarrow bipolar), oder eines Wechselspannungssystems (einphasig \leftrightarrow dreiphasig). Unter dieser Voraussetzung soll der Kalibrator über eine Erzeugung mit acht unabhängigen Kanälen verfügen. Sechs Kanäle dienen der dreiphasigen Erzeugung von Spannungs- und Stromsignalen für AC. Die zwei verbleibenden Kanäle erzeugen die für DC notwendigen Spannungs- und Stromsignale. Dabei wird davon ausgegangen, dass bipolare Signale aus einem unipolaren und einem dem unipolaren invertierten Signals gebildet werden können. Dies spart zwei der sonst notwendigen zehn Kanäle ein. Für die Messung mit dem Kalibrator sind jedoch zehn Eingänge erforderlich (sechs Kanäle für AC, vier Kanäle für DC).

2.1.2 KONZEPT DES WIRKUNGSGRAD-KALIBRATORS

Die Messeinrichtung zur Kalibrierung von kommerziell erhältlichen Leistungsanalysatoren für die Messgröße „elektrischer Wirkungsgrad“ auf der Kleinsignalebene geht schematisch aus dem Bild 3 hervor.

Ein 8-Kanal DAC (A) mit einer Auflösung von 16 Bit im Bereich von ± 10 V und nachgeschalteten 8-Kanal Filter (B) emuliert die „sekundärseitigen“ Spannungs- und Stromverläufe eines HGÜ-Umrichter auf der Kleinsignalebene. Speziell zur Nachbildung der Stromverläufe sind geeignete Transkonduktanzverstärker (C) mit anpassbaren Stromstärkebereichen von 1 mA bis 1 A, sowie die dazugehörigen Messwiderstände (D) ausreichender Breitbandigkeit vorgesehen. Mit diesen Spannungs- und Stromsignalen werden die Eingänge des zu prüfenden Leistungsanalysators (G) beaufschlagt. Es könnten auch die alternativ mit Spannungen zu betreibenden Sensoreingänge des Leistungsanalysators direkt betrieben werden.

Gleichzeitig werden diese Signale einem abtastbasierten Messsystem zugeführt. Dieses besteht aus einem Sampling Controller (E) mit zwei integrierten 8-Kanal Umschaltern, dessen Ausgänge einem zweikanaligen Abtaster (F) zugeführt sind.

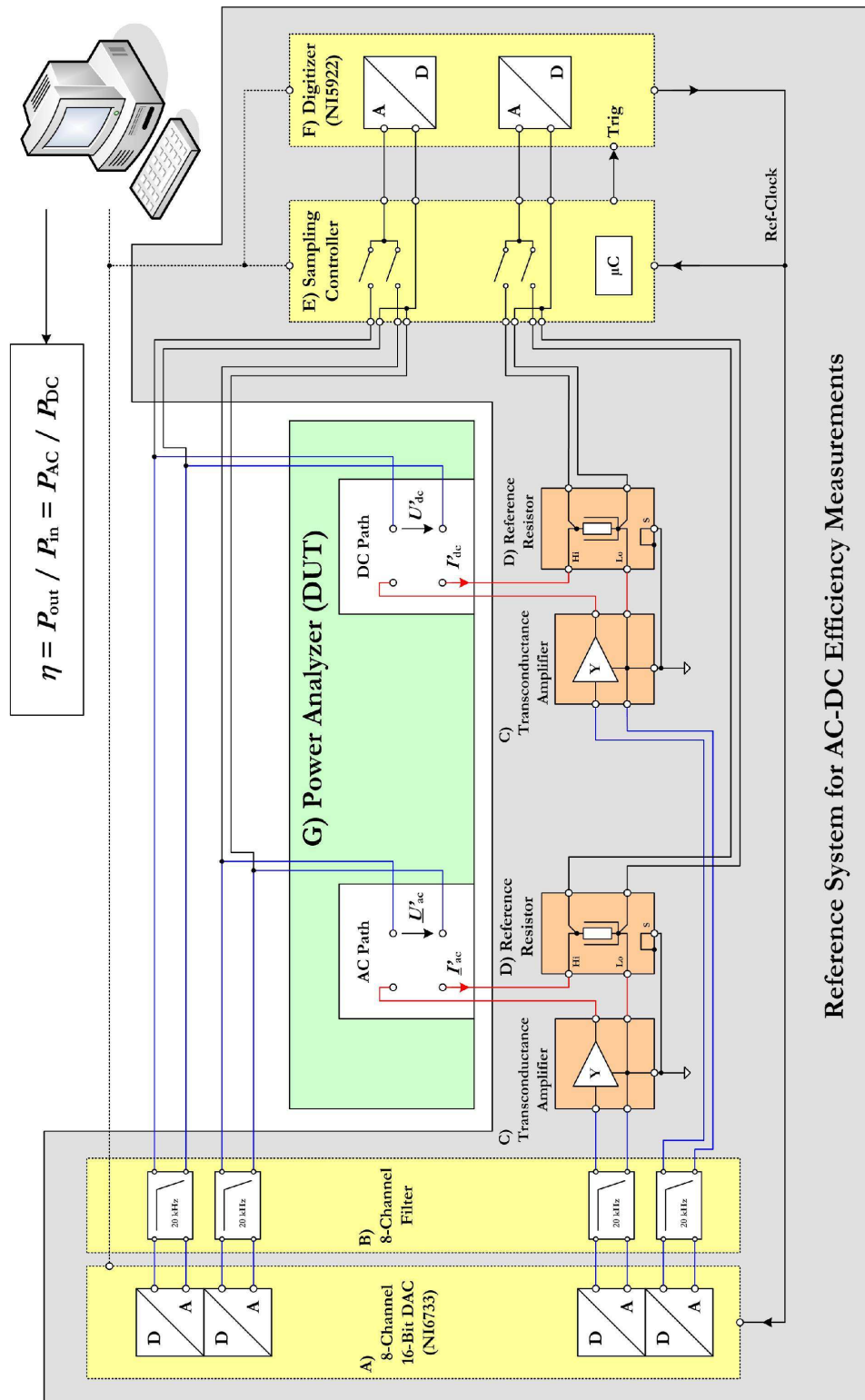


Bild 3: Konzept zur Kalibrierung eines Leistungsanalysators (G) mit einem Referenzsystem, bestehend aus einer 8-Kanal Spannungserzeugung (A) mit zugehörigem aktiven 8-Kanal Filter (B) und Transkonduktanzverstärkern (C), breitbandigen Messwiderständen (D), sowie einer auf Abtastung basierenden multikanaligen Messwerterfassung mit einem Sampling Controller (E) und einem zweikanaligen Digitizer (F). Ein Messrechner bestimmt daraus den so emulierten elektrischen Wirkungsgrad.

Der programmierbare Sampling Controller adressiert die Anzahl der benötigten Kanäle, deren Umschaltzeiten und sorgt für die nötige Synchronisation. Zum Erreichen einer möglichst hohen Messgenauigkeit ist der Abtaster über einen gemeinsamen Referenztakt mit dem signalerzeugenden DAC, sowie dem Sampling Controller synchronisiert [RAM3]. Ein Messprogramm übernimmt die Kontrolle über dieses Referenzsystem. Die abgetasteten Werte werden den entsprechenden Kanälen zugeordnet und einer diskreten Fourier-Transformation (DFT) unterzogen. Entsprechende in der Software durchgeführte Korrekturen berücksichtigen die Eigenschaften sowohl des Digitizer als auch des Sampling Controllers. Anschließend berechnet die Software aus den Signalspektren die Wechselstromleistung und die Gleichstromleistung, und daraus den elektrischen Wirkungsgrad je nach emulierter Energieflussrichtung.

Mit dem 8-Kanal DAC NI 6733 [NI2] ist es möglich für den zu kalibrierenden Leistungsanalysator einen Umrichter mit wechselstromseitig dreiphasigem Anschluss und gleichstromseitig bipolarem Anschluss nachzubilden. Das dem DAC nachgeschaltete analoge Tiefpass-Filter unterdrückt die in den digital erzeugten Kurvenformen auftauchenden Aliasing-Fragmente. Eine weitere Herausforderung stellt der dreiphasig vorzusehende Transkonduktanzverstärker dar. Hier gibt es keine kommerziellen Lösungen die metrologischen Ansprüchen genügen und gewisse finanzielle Grenzen nicht überschreiten. So kostet ein in Frage kommender einphasiger Verstärker (Guildline 7620) mit verschiedenen Strombereichen bis $20 A_{pk}$ etwa 40.000 € [GUI]. Daher wurde ein dreiphasiger Transkonduktanzverstärker für Stromstärken bis $2 A_{pk}$ im Rahmen dieser Arbeit selbst entwickelt.

Der für die Messung eingesetzte Abtaster NI 5922 ist ein zweikanaliger, simultan abtastender Digitizer mit einer Auflösung von 24 Bit und Samplingraten von 50 kHz bis 15 MHz [NI1]. Er arbeitet nach dem Sigma-Delta Prinzip, dessen Modulator intern mit 120 MHz getaktet wird [NI3]. Der Digitizer verfügt über zwei Eingangsbereiche ($\pm 1 V_{pk}$ und $\pm 5 V_{pk}$), welche ähnlich einem Oszilloskop massebezogen mit dem Gehäuse verbunden sind. Daher werden in dem aufzubauenden Sampling Controller präzise Instrumentenverstärker mit einer Verstärkung von 0,5 integriert [MOH4]. Die Eingänge des Sampling Controllers sind dann differenziell, wobei der nutzbare Spannungsbereich gleichzeitig auf $\pm 2 V$ bzw. $\pm 10 V$ erhöht wurde.

Das Konzept des hier vorgestellten Sampling Controller und seine Instrumentenverstärker geht auf ein Design zurück, welches für das in Kapitel 3.2 beschriebene Messsystem zur Bestimmung komplexer Wechselspannungsverhältnisse entwickelt, und hinsichtlich seiner Eigenschaften bewertet wurde [MOH5, MOE]. Dieses wird um einen dualen 8-Kanal Umschalter sowie einen Mikrokontroller ergänzt, und erlaubt nun eine rechnergesteuerte Programmierung. Zur Verbesserung der Genauigkeit wird eine umschaltbare Referenz mit $\pm 0,9 V$ und $\pm 4,5 V$ integriert. Eine präzise 10 MHz Referenz wird ebenfalls integriert, und erlaubt neben der Sicherstellung der notwendigen Synchronisation auch eine einfache Rückführung auf die Zeit, was für zukünftige Erweiterungen auf Energiemessungen von Nutzen sein könnte. Zuletzt sind noch die für die Messung der erzeugten Ströme notwendigen breitbandigen Präzisionswiderstände und Messverstärker beschrieben.

2.2 DIE ERZEUGUNG VERZERRTER UMRICHTERSIGNALE

2.2.1 ANALOGE UND DIGITALE VORFILTERUNG ZUR VERBESSERUNG DER SIGNALQUALITÄT

Aus dem Konzept der aufzubauenden Referenzmesseinrichtung ging hervor, dass die den Umrichter emulierenden Signale sowohl digital erzeugt, als auch gemessen werden. Die Erzeugung wird mittels 16 Bit DAC realisiert. Die maximal möglichen Taktraten f_{DAC} dieser hochauflösenden Erzeuger liegen typisch im Bereich von bis zu 1 MHz [NI2]. Eine der Begrenzungen stellt die endliche Anstiegszeit der üblicherweise auf Präzision ausgelegten Ausgangsverstärker im DAC dar. Der hier eingesetzte DAC hat eine maximale Anstiegszeit von $15 \text{ V}/\mu\text{s}$. Ein Sprung innerhalb des Aussteuerungsbereiches von -10 V nach $+10 \text{ V}$, wäre demnach frühestens nach $1,33 \mu\text{s}$, entsprechend einer maximal möglichen Taktrate von 750 kHz , beendet. Da aufgrund der digitalen Erzeugung, entsprechend der Problematik des Shannon'schen Abtasttheorems das erzeugte Spektrum mit den gespiegelten Images um allen Vielfachen von f_{DAC} generiert wird, bietet sich hier eine kombinierte Signalaufbereitung in Form einer digitalen Vor- und analoger Nachfilterung an [ERM]. Die Realisierung ist im Bild 4 schematisch dargestellt.

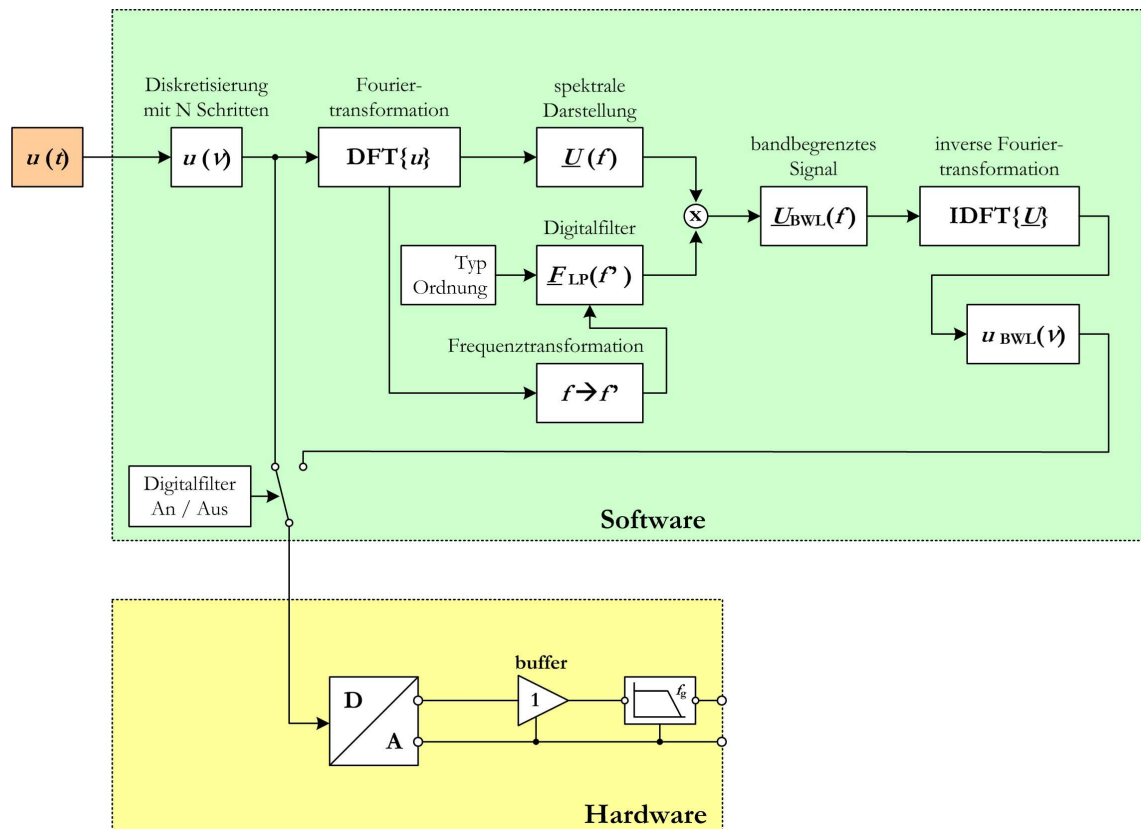


Bild 4: Schema der digitalen (grün hinterlegter Bereich) und analogen Signalaufbereitung (gelb hinterlegter Bereich) zur Erzeugung bandbegrenzter Signale.

Die gewünschte diskretisierte Kurvenform von $u(t)$ wird mit einer bilinear transformierten analogen Filterfunktion gefaltet (Tustin-Transformation). Im Ergebnis dieser Rechenoperation entsteht das digital bandbegrenzte Signal $u_{\text{BWL}}(v)$. Dieses Signal wird periodisch im DAC generiert und anschließend zusätzlich mit einem analogen Tiefpass-Filter gefiltert. Diese zweifache Filterung unterbindet Verzerrungseffekte durch die endliche Anstiegszeit des DAC (SID), da das digital vorgefilterte Signal keine Sprünge mehr mit hohen Amplitudenänderungen aufweist. Im Bild 5 sind vergleichend drei unterschiedlich gefilterte Kurvenformen gegenübergestellt. Die Kurvenform entspricht einem 3-Level Umrichtersignal, wobei nur die positive Flanke von 0 V nach 4 V der Kurvenform dargestellt ist.

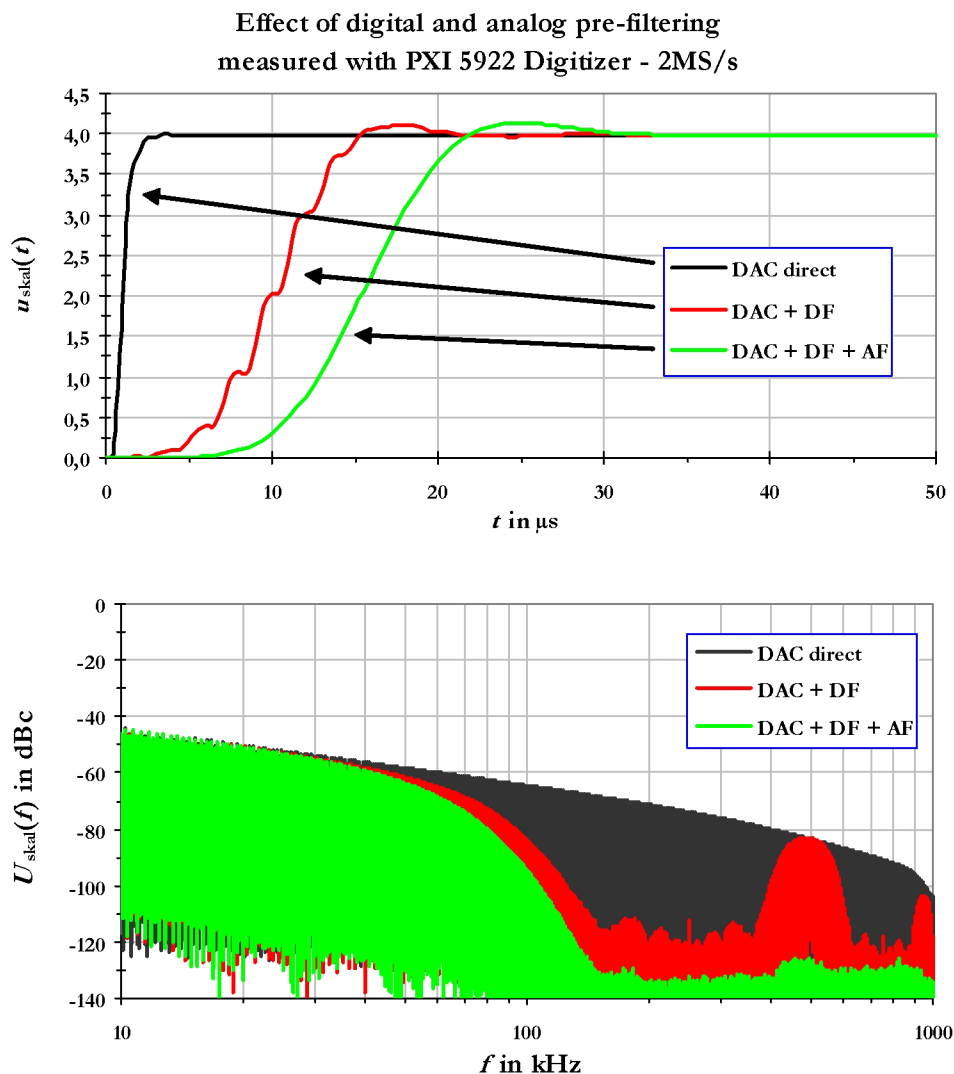


Bild 5: Gegenüberstellung der gefilterten Kurvenformen bzw. Spektren für ein mit 500 kHz erzeugtes 3-Level Umrichtersignal und 50 Hz Grundschwingung. Der Zeitbereich für die positive Flanke ist im oberen Teil des Bildes dargestellt. Im unteren Teil des Bildes ist der Frequenzbereich dargestellt.

Die schwarze Kurvenform ist die ungefilterte Kurvenform. Das zugehörige Spektrum reicht bis in den MHz-Bereich. Die rote Kurvenform ist mittels bilinear transformierten Bessel-Filters sechster Ordnung und einer Grenzfrequenz von 50 kHz digital gefiltert. Hier ist nun die zeitlich diskretisierte Auflösung von 2 μ s (500 kHz Taktrate des DAC) in der Kurvenform zu erkennen. Es ist bereits die vorteilhafte Wirkung des Digitalfilters zwischen 150 kHz und 350 kHz zu erkennen. Der Rauschteppich der im DAC programmierten Kurvenform beträgt hier bereits rund -120 dB. Sichtbar im Spektrum bleiben jedoch die gespiegelte Fortsetzungen des im LF Band erzeugten Signalspektrums bei den Vielfachen der Taktrate des DAC. Die grüne Kurvenform stellt nun das abschließend analog gefilterte Signal dar. Das Filter ist ein Butterworth-Filter zweiter Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 60 kHz. Hier sind nun keine Unstetigkeiten mehr im Signalverlauf erkennbar. Das Spektrum ist somit sauber bandbegrenzt.

a) REALISIERUNG DES DIGITALFILTERS

In Abgrenzung zur Audiotechnik bei denen oftmals digitale FIR Filter aufgrund der einfacheren Realisierbarkeit in Echtzeit zum Einsatz kommen, besteht hier jedoch diese Einschränkung nicht. Daher können hier analoge IIR Filterfunktionen (beispielsweise Bessel oder Butterworth) verwendet werden, die bei gleicher Ordnung eine wesentlich bessere Dämpfung aufweisen. Zudem ist auch die Lage der Grenzfrequenz im Gegensatz zu FIR Filtern beliebig. Ein weiterer Umstand kommt bei der Verwendung von IIR Filtern vorteilhaft hinzu. Die gefilterten Kurvenformen, speziell bei der Verwendung rechteckförmiger Kurvenverläufe sehen mehr „analog“ aus, da speziell bei Diskontinuitäten in den Kurvenformen die so gefilterte Kurvenform nicht bereits vorher schwingt, wie dies bei einigen linearphasigen FIR Filtern, beispielsweise dem idealen Rechteckfilter, den Anschein hat (nicht kausale Filter). Dieses Verhalten tritt auch bei der Erzeugung der Kurvenform durch eine Fourierreihe auf (Gibb'sches Phänomen).

Nachfolgend sei der Weg der hier realisierten Filterung der bilinearen Transformation von IIR Filtern im Frequenzbereich beschrieben. Eine Filterung im Zeitbereich ist hier nicht notwendig. Die Taktfrequenz f_{DAC} des zu filternden diskretisierten Signals ist bekannt. Das dazugehörige Spektrum $\underline{U}(f)$ wird aus der DFT berechnet. Die Parameter der gewünschten Filterfunktion $\underline{E}_{LP}(f')$ mit der gewünschten Ordnung und Grenzfrequenz werden aus den Filtertabellen beispielsweise nach [TiSche] ausgewählt. Die Vorverzerrung der Frequenz f' aus der Frequenz f wird gemäß

$$f' = \frac{f_{DAC}}{\pi} \cdot \tan\left(\pi \cdot \frac{f}{f_{DAC}}\right) \quad (4)$$

berechnet. Nun wird das Spektrum des gefilterten Signals aus dem Produkt von $\underline{U}(f)$ und $\underline{E}_{LP}(f')$ berechnet. Dieses Signal wird anschließend mithilfe der inversen DFT in den Zeitbereich zurücktransformiert und in den Speicher des DAC programmiert.

Am Beispiel einer Taktfrequenz von $f_{\text{DAC}} = 100 \text{ kHz}$ ist die verzerrte Abbildung der Frequenz $f \rightarrow f'$, sowie ein mit dieser Methode realisiertes Tiefpassfilter im Bild 6 dargestellt. Bis etwa einem Drittel der Taktfrequenz stimmen die Frequenzen überein, wie aus dem oberen Teil des Bildes hervorgeht. Ab dieser Frequenz steigt f' gegenüber f sehr stark, aber stetig an, und geht bei der halben Abtastfrequenz (Nyquist-Frequenz) gegen unendlich. Im unteren Teil des Bildes ist die Auswirkung dieser Frequenztransformation anhand eines Tiefpass-Filters sechster Ordnung mit Butterworth-Charakteristik sichtbar. Die Grenzfrequenz dieses Filters beträgt 5 kHz , d.h. $1/20$ der Taktfrequenz. Die Skalierung der Dämpfung im Bild wurde zur besseren Anschaulichkeit auf -420 dB gesetzt, was natürlich praktisch nicht relevant ist.

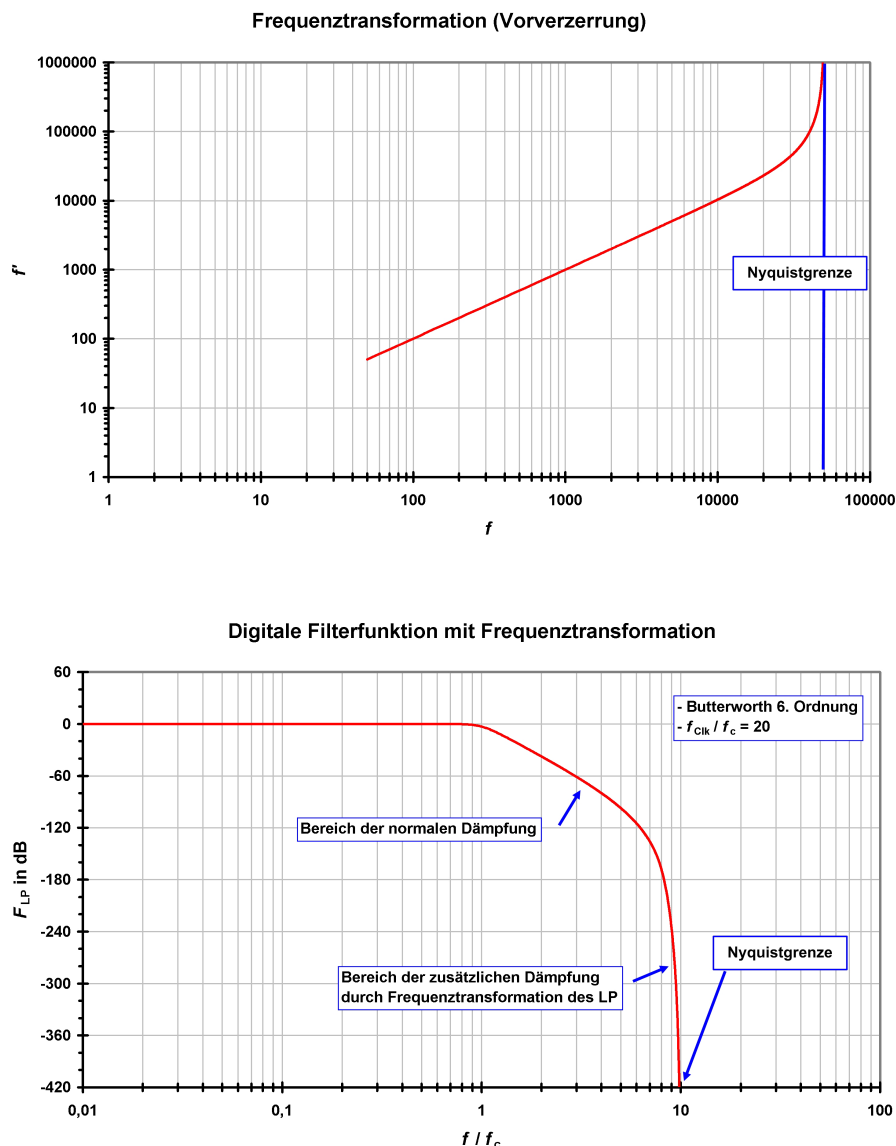


Bild 6: Wirkungsweise der Vorverzerrung der Frequenz f bei einer Taktfrequenz von $f_{\text{DAC}} = 100 \text{ kHz}$ (oberes Bild) und Filterkurve eines bilinear transformierten Tiefpassfilters 6. Ordnung mit Butterworth Charakteristik. Die Grenzfrequenz des Filters ist 5 kHz ($f_{\text{DAC}}/f_g = 20$).

Bis etwa dem sechsfachen der Grenzfrequenz (etwa 30 kHz) verläuft die Dämpfung wie erwartet mit einer Steigung von etwa -120 dB/Dekade. Ab dieser Frequenz, entsprechend ein Drittel der Taktrate des DAC, steigt die Dämpfung durch die Frequenztransformation zusätzlich stark an, da das nachgebildete analoge Tiefpass-Filter mit seinem Frequenzbereich von null bis unendlich in den Frequenzbereich von null bis zur Nyquist-Frequenz abgebildet wurde. Weitergehende Simulationen zeigen, dass die zu programmierende Grenzfrequenz nicht oberhalb von einem Viertel der Taktrate des DAC, bzw. der halben Nyquist-Frequenz liegen sollte. Anderenfalls entstehen unerwünschte Einschwingvorgänge, die jedoch stabil sind.

b) REALISIERUNG DES ANALOGFILTERS

Das an den Ausgang des DAC anzuschließende analoge Tiefpass-Filter ist aktiv aufgebaut um einerseits möglichst breitbandig bleiben zu können, und andererseits dennoch eine möglichst hohe Dämpfung bei der Taktfrequenz des DAC zu erreichen. Das Design einer der insgesamt aus acht gleichen Filterstrukturen aufzubauenden Filtereinheit für den 8-Kanal DAC geht aus dem Bild 7 hervor. Mit Rücksicht auf zukünftige Anwendungen, bei denen spektrale Komponenten bis 150 kHz erzeugt werden, besteht das Filter aus zwei kaskadierten Filterstufen mit den jeweiligen Grenzfrequenzen von 20 kHz bzw. 100 kHz.

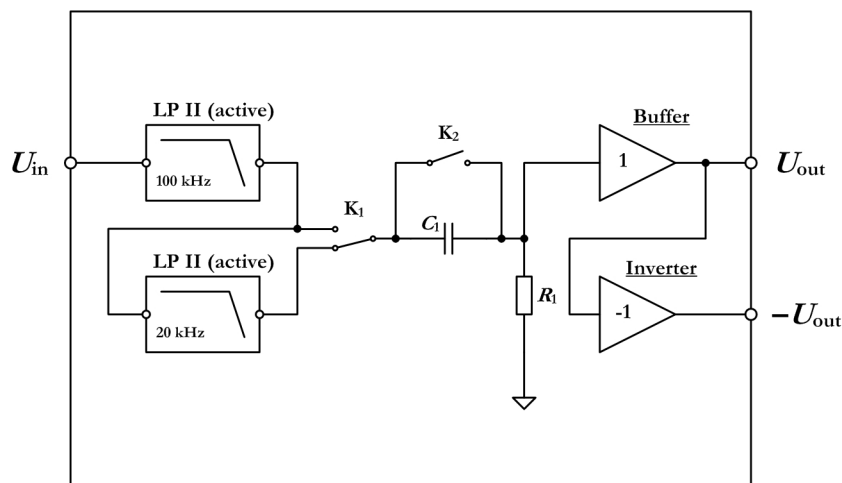


Bild 7: Verwendete Filterstruktur der 8-Kanal Filtereinheit.

Diese sind über das Relais K1 umschaltbar. Weiterhin kann über das Relais K2 eine AC-Kopplung eingeschaltet werden. Dies ist insbesondere dann aus Sicherheitsgründen notwendig, wenn nachgeschaltete Verstärker induktive Komponenten, wie beispielsweise Transformatoren oder Messwandler treiben. Ebenfalls implementiert ist ein invertierender Ausgang. Somit lassen sich an den Klemmen U_{out} und $-U_{out}$ die für die Emulation der Gleichspannungsseite des Umrichters notwendigen Signale bipolar abgreifen. Für den Invertierer gibt es jedoch auch wechselstromseitig viele weitere mögliche Einsatzbereiche.

Für den im Bild 7 als Block dargestellten Filter 2. Ordnung kommt ein Sallen-Key Filter [TiSche] infrage, und ist in einer leicht modifizierten Version im Bild 8 dargestellt. Die

Modifikation besteht darin, ein zusätzliches passives Tiefpass-Filter, bestehend aus R_v und C_v zu integrieren, sowie einen nicht kompensierten Operationsverstärker (decompensated OPA) [KAR] einzusetzen.

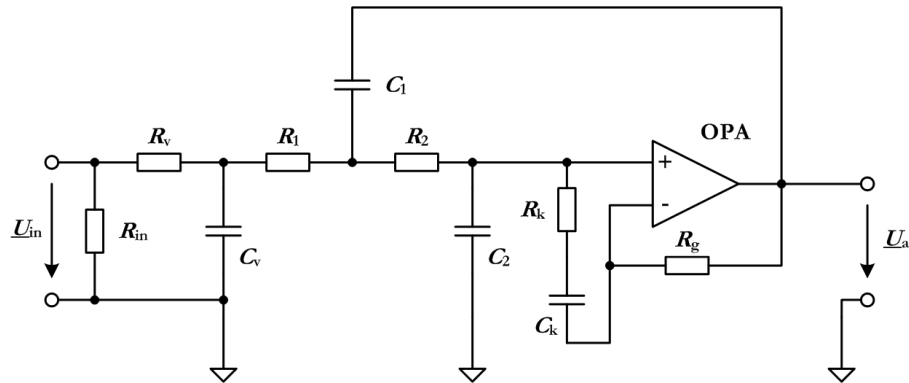


Bild 8: Modifizierte Version des Sallen-Key Filters 2. Ordnung.

Das passive Vorfilter filtert hochfrequente, im Bereich der Grenzfrequenz des OPA liegende Störanteile heraus. In diesen Frequenzbereichen bei denen der OPA nicht mehr als ideal betrachtet werden kann, weist der aktive Teil des Filters selbst nur noch eine endliche Abschwächung auf (typ. 60 dB bis 100 dB), [ZUM]. Der Vorfilter gleicht dieses Verhalten daher aus. Der OPA (OPA 228) ist ein Präzisionsverstärker mit geringen Offsetspannungen im Bereich weit unter 100 μ V, geringen Verzerrungen, höherer Slew-Rate, jedoch auch mit einer minimalen Verstärkung von 5. Um diesen OPA dennoch als Verstärker mit der Verstärkung Eins einsetzen zu können, ist ein Kompensationsnetzwerk, ein so genanntes Lead-Lag Element, bestehend aus R_k , C_k und R_g notwendig.

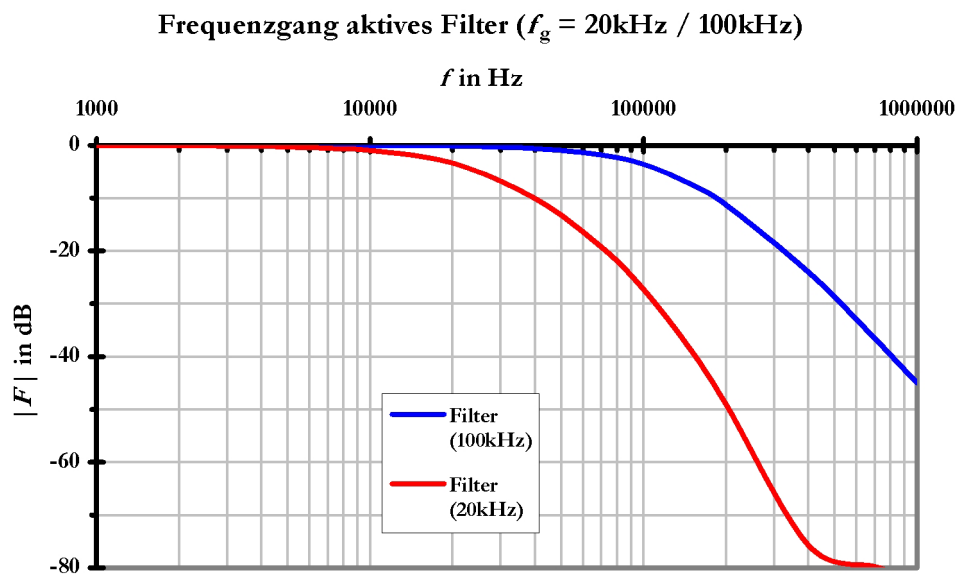


Bild 9: Frequenzgang des aufgebauten umschaltbaren aktiven Filters nach Bild 7.

Der Vorteil besteht nun darin, die etwa um den Faktor 5 höhere offene Schleifenverstärkung des OPA gegenüber seinen kompensierten Pendanten (OPA 227) im unteren Frequenzbereich bis hoch zu einigen 100 kHz zu nutzen. Dies hat zur Folge, dass einige Wechselstromeigenschaften des so aufgebauten Filters, wie beispielsweise seine eigenen Verzerrungen, um etwa diesen Faktor verbessert werden [KAR].

Als Filterfunktion wurde eine Bessel-Charakteristik gewählt, um einerseits bei Sprungfunktionen aufgrund der konstanten Gruppenlaufzeit dieses Filtertyps die Kurvenform weitestgehend zu erhalten, und andererseits das Überspringen sehr gering zu halten. Abschließend sind im Bild 9 die mit einem Oszilloskop aufgenommenen Frequenzgänge beider Filter dargestellt. Geht man von einer mit einer Taktrate von 500 kHz erzeugten Kurvenformen aus (entsprechend 10.000 Punkte bei einer Frequenz von 50 Hz), so ergibt sich bei einer Grenzfrequenz von 20 kHz eine Dämpfung von mehr als 80 dB und bei einer Filterfrequenz von 100 kHz immerhin noch eine brauchbare Dämpfung von etwa 30 dB. Das festgestellte Überspringen war kleiner als 0,5 %. Dieses Filter ist daher geeignet die gewünschten Kurvenformen ausreichend zu filtern, ohne jedoch die Signaleigenschaften unzulässig zu verschlechtern.

2.2.2 TRANSKONDUKTANZVERSTÄRKER FÜR STRÖME BIS 2 A

Zur Erzeugung der benötigten Prüfströme im Strombereich bis etwa 1 A nominal, und einer Bandbreite oberhalb der mit den beschriebenen Quellen realisierbaren Bandbreite bis 100 kHz (-3 dB) sind Transkonduktanzverstärker notwendig. Da das zu realisierende Messsystem als Drehstromsystem aufzubauen ist, wären hier grundsätzlich bis zu fünf Stromverstärker, jeweils drei für das Drehstromnetz, und zwei für das bipolare Gleichstromnetz notwendig. Grundsätzlich könnten nun fünf Transkonduktanzverstärker gekauft werden, jedoch sind solche Verstärker mit guten metrologischen Eigenschaften wie Stabilität, Klirrfaktor, oder Bandbreite sehr teuer. Daher wird der Aufbau eines selbst entwickelten Transkonduktanzverstärkers favorisiert. Es wird nun im Rahmen dieser Arbeit davon ausgegangen, dass für die notwendigen Untersuchungen ein dreiphasiges Modell mit drei galvanisch voneinander isolierten Kanälen ausreichend ist. Hiermit ist es zumindest möglich, separate Untersuchungen am zu kalibrierenden Leistungsmessgerät durchzuführen, um die zwei fehlenden Kanäle zu kompensieren.

Das Design des aufgebauten Transkonduktanzverstärkers geht aus dem Bild 10 hervor. Hierzu wurde eine Basisschaltung nach [TiSche] verwendet und hinsichtlich Lastunabhängigkeit, Bandbreiten bis etwa 250 kHz, Strömen bis über 2 A, Genauigkeit sowie geringen DC Offsetströmen modifiziert.

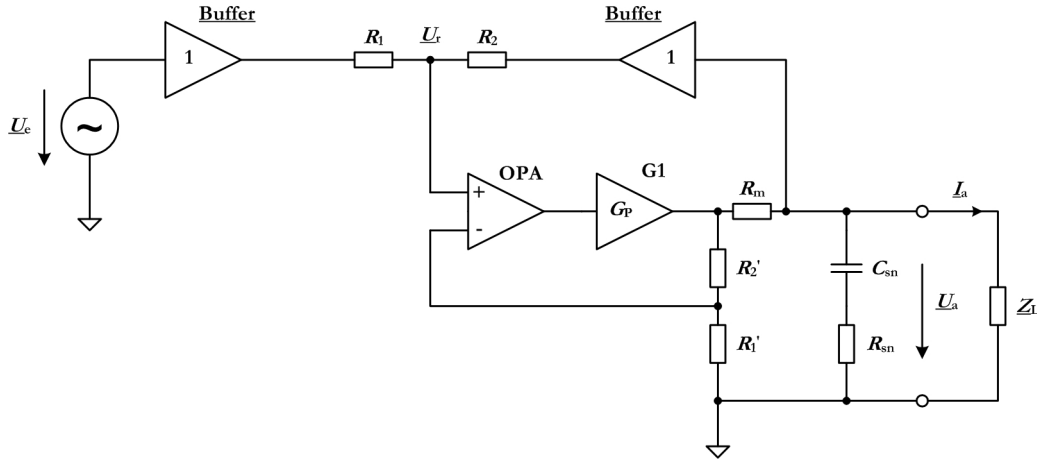


Bild 10: Vereinfachter Aufbau eines Transkonduktanzverstärkers als Basis für die Erzeugung breitbandiger Ströme.

Es besteht im Wesentlichen aus einem Ein- und Ausgangsverstärker (Buffer) um die Ein- und Ausgangsspannungen belastungsfrei an das Widerstandsnetzwerk (R_1 - R_2) zu bringen, einem Leistungsverstärker, bestehend aus dem Regelverstärker OPA und dem Leistungsteil G_1 , sowie dem für die Transkonduktanz maßgeblichen Widerstand R_m . Zur Erläuterung der Funktionsweise genügt es die Eingangsspannung \underline{U}_c , die Widerstände R_1 , R_2 , R_1' , R_2' , R_m , sowie den Leistungsverstärker, bestehend aus dem OPA und G_1 mit seiner Gesamtverstärkung G_p' zu betrachten. Die Elemente R_{sn} , sowie C_{sn} dienen der Stabilität des Verstärkers und können zur Berechnung des Übertragungsverhaltens vernachlässigt werden. Es gilt das System von Gleichungen

$$\begin{aligned} \underline{I}_a &\approx \underline{I}_{R_m} = \frac{\underline{U}_{amp} - \underline{U}_a}{R_m} \\ \underline{U}_r &= \underline{U}_c \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \underline{U}_a \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \end{aligned} \quad (5)$$

Wird nun vereinfachend vorausgesetzt, dass der Regelverstärker OPA zusammen mit dem Leistungsverstärker G_1 und den Widerständen R_1' , R_2' die Verstärkung $G_p' = 1 + R_2'/R_1'$ bildet, so ergibt sich mit $\underline{U}_{amp} = G_p' \cdot \underline{U}_r$ der Ausgangsstrom des Verstärkers zu

$$\begin{aligned} \underline{I}_a &= \frac{1}{R_m} \cdot (\underline{U}_{amp} - \underline{U}_a) = \frac{1}{R_m} \cdot (G_p' \cdot \underline{U}_r - \underline{U}_a) \\ \underline{I}_a &= \frac{1}{R_m} \cdot \left(G_p' \cdot \underline{U}_c \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \underline{U}_a \cdot \left(G_p' \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} - 1 \right) \right) \end{aligned} \quad (6)$$

Der Ausgangsstrom ist unter der Bedingung $G_p' = 1 + R_2'/R_1'$ unabhängig von der Ausgangsspannung \underline{U}_a . Das heißt, das Widerstandsverhältnis $W' = R_2'/R_1'$ soll dem Widerstandsverhältnis $W = R_2/R_1$ entsprechen. Damit ergibt sich

$$I_a = \frac{1}{R_m} \cdot \left(G'_p \cdot \underline{U}_c \cdot \frac{1+W'}{1+\frac{1}{W}} + \underline{U}_a \cdot \left(\frac{1+W'}{1+W} - 1 \right) \right)$$

mit $W' \approx W$. (7)

$$I_a \approx \frac{1}{R_m} \cdot \left(\underline{U}_c \cdot W + \underline{U}_a \cdot \frac{W'-W}{1+W} \right) \approx \frac{\underline{U}_c}{R_m} \cdot W = \frac{\underline{U}_c}{R_m} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Für das Verhältnis $W = W' = 1$ ergibt sich die Transkonduktanz des Verstärkers direkt über den Leitwert $1/R_m$. Wenn über eine geeignete Relaisumschaltung verschiedene Widerstände R_m geschaltet werden, so können verschiedene Strombereiche realisiert werden. Die Stabilität der Transkonduktanz des Verstärkers hängt somit nur von den Eigenschaften der Widerstandsverhältnisse W und W' , sowie vom Widerstand R_m ab. Für W und W' kommen gepaarte Widerstandsnetzwerke in Frage und weisen damit ohnehin gute Eigenschaften bezüglich Stabilität auf. Ein Einstellnetzwerk für den Offset-Abgleich, sowie den Abgleich $W = W'$ ist vorgesehen. Daher ist für das Erreichen guter Stabilität lediglich eine geeignete Auswahl des Messwiderstandes R_m bezüglich seines Temperaturkoeffizienten notwendig.

Problematisch wird das Verhalten bei höheren Strömen, d.h. bei kleinen Widerstandswerten R_m . Hier ergibt sich eine Schwingneigung bei induktiver Last L_L . Maßgebend ist hierbei die Zeitkonstante L_L/R_m . Damit der Verstärker den Ausgangsstrom trotz induktiver Last bei hohen Frequenzen fließen lassen kann, wird ein Bypass bestehend aus R_{sn} und C_{sn} (Boucherot-Glied) dem Ausgang parallel geschaltet. Die Auslegung erfolgt derart, dass R_{sn} einen zehnfach höheren Widerstandswert als der Widerstand R_m hat. Die Ausgangsspannung bleibt dabei für typische hochfrequente Stromimpulse innerhalb zulässiger Bereiche. Der Kondensator C_{sn} wird nun auf die höchstens zu erwartende, bzw. festgelegte Induktivität abgeglichen. Simulationen zeigen einen günstigen Kompromiss zwischen hoher Breitbandigkeit einerseits und guter Stromausnutzung ($I_a \approx I_{Rm}$) andererseits bei einem Verhältnis der Zeitkonstanten von $R_{sn} \cdot C_{sn} \approx (0,1 \dots 0,2) \cdot L_L/R_m$. Um den Verstärker für noch höhere induktive Lasten zu nutzen, werden über umschaltbare Kompensationen die Bandbreite des Eingangs, und damit die maximale Anstiegsgeschwindigkeit der Signale begrenzt. Dies hat zur Folge, dass die sonst nur schwach bedämpfte Ausgangsspannung bzw. der Ausgangsstrom des Verstärkers ein zumutbares Einschwingverhalten zeigt.

Nicht im Bild 10 ist die realisierte Eingangsbeschaltung des Verstärkers gezeigt. Sie wurde differenziell ausgelegt, da dies in Hinblick auf mögliche Störbeeinflussungen günstiger erscheint (Vermeidung von Erdschleifen). Auch lassen sich hiermit wesentlich einfacher Schaltungserweiterungen, wie zum Beispiel eine Parallelschaltung der unterschiedlichen Phasen der Stromverstärker, oder aber eine antiserielle Schaltung zum Aufbau erdsymmetrischer Verhältnisse realisieren.

Die Eingangsbeschaltung besteht aus einem Differenzverstärker zur Anpassung der maximalen Amplitude $u_{in,pk} = 10 \text{ V}$ auf die maximale Amplitude des Ausgangstromes

$i_{a, pk} = 2,5 \text{ A}$, sowie geeignete passive Vorfilter für Gleich- und Gegentaktsignale mit einer Grenzfrequenz von etwa 500 kHz. Unter Berücksichtigung der höchsten Verlustleistung in R_m wurde ein Spannungsfall von 4 V angenommen. Mit dieser Festlegung beträgt der Widerstand 2Ω ($P_{v, max} = 8 \text{ W}$ bei 2A DC) und die Verstärkung des eingangsseitigen Differenzverstärkers kann auf 0,5 V/V festgelegt werden. Tabelle 2 stellt die für eine Eingangsspannung $U_{in, rms} = 4 \text{ V}$ bemessenen Strombereiche I_a , die hierfür notwendigen Messwiderstände R_m , die Verlustleistungen in den Messwiderständen bei Bemessungsstrom, die maximalen Induktivitäten L_{max} , bei der noch die Bandbreite von etwa 150 kHz im jeweiligen Strombereich gewährleistet ist, sowie die verwendeten Boucherot-Glieder R_{sn} und C_{sn} zur hochfrequenten Kompensation dar.

Tabelle 2 Bemessungswerte des aufzubauenden Transkonduktanzverstärkers

I_a in mA	R_m in Ω	P_N in mW	L_{max} in mH	T_L in μs	R_{sn} in Ω	C_{sn} in nF
1000	2	2000	0,02	12	20	100
400	5	800	0,05	10	50	33
100	20	200	0,20	10	200	6,8
40	50	80	0,40	8	500	3,3
10	200	20	1,00	5	2000	0,56
4	500	8	2,50	5	5000	0,15
1	2000	2	10,00	5	20000	0,044

Aufgrund der Forderungen einen Spitzenstrom bis zu 2 A dauernd treiben zu können, sowie den Frequenzbereich bis 150 kHz ausreichend unverzerrt zu übertragen, ergibt sich für den in Bild 10 dargestellten Leistungsverstärker G_p die Notwendigkeit auf 2 Ohm stabil und verzerrungsarm arbeiten zu müssen. Dies Forderung ergibt sich, wenn der Lastfaktor des Transkonduktanzverstärkers $\rho_L = R_L/R_m = 0$, d.h. die angeschlossene Last R_L gleich Null, und damit die im Verstärker umgesetzte thermische Verlustleistung maximal ist. Daher kam hierfür nur ein diskreter, mit bipolaren Transistoren aufgebauter Leistungsverstärker in Betracht. Weitergehende Informationen zum Aufbau des Transkonduktanzverstärkers und des Leistungsverstärkers sind im Anhang 5.1 zu finden.

Abschließend sind noch einige messtechnisch erfasste Eigenschaften des aufgebauten Verstärkers aufgezählt bzw. dargestellt (siehe hierzu Tabelle 3). Die Sprungantworten des Transkonduktanzverstärker sind im Bild 11 für alle Strombereiche von 1 mA bis 1 A und bei niederohmiger Belastung gegenübergestellt. Sie zeigen alle ein sehr ähnliches, ausreichend gedämpftes Einschwingverhalten.

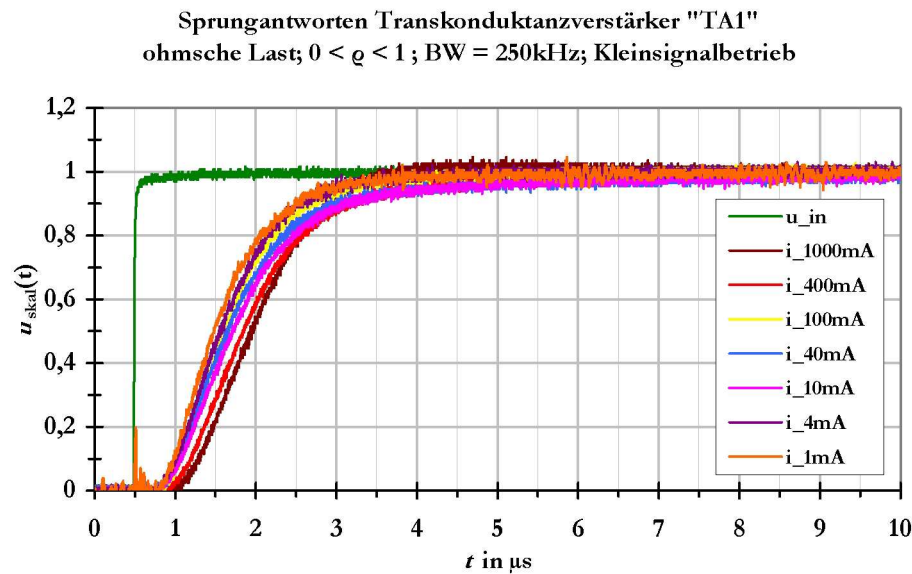


Bild 11: Sprungantwort des TA1 für alle Bereiche von 1 mA bis 1 A bei der Bandbreite von 250 kHz und geringer ohmscher Last mit Lastfaktoren $\varrho_L < 1$.

Mit induktiver Last von etwa 300 μH im 1 A Bereich, entsprechend einer Zeitkonstanten von $L/R_m = 300 \mu\text{H}/2 \Omega$ wurde ebenfalls getestet. Hier verhält sich der Verstärker noch stabil, allerdings sollte hier die Bandbreite des TA1 auf 5 kHz reduziert werden.

Tabelle 3 Eigenschaften des aufgebauten Transkonduktanzverstärkers

Signalpegel	Strombereiche (nominal) sowie zugehörige Messwiderstände R_m	1mA; 4; 10; 40; 100; 400mA; 1A 2k Ω ; 500; 200; 50; 20; 5; 2 Ω
	Spitzenstrom	max. 250% vom Bereich (peak) max. 2A (dauernd)
	Eingangsspannung	4V (nominal) 10V (peak)
	Monitorausgang	2V (skaliert auf Strombereich)
	Ausgangsspannung (compliance)	max. 10V
Charakteristik	Leistungsbandbreite	250kHz
	Eingangsfilter	5 kHz; 20 kHz; 80 kHz; 250 kHz
	Induktive Last (getestete Zeitkonstante)	$\tau_L = L_{\max} / (R_m + R_L) < 150\mu\text{s}$
	Harmonische Verzerrungen	THD < 110 dB ($I = 1\text{A}$, $R_L = 0$) THD+N < 95dB
	Amplitudenstabilität	$< 10^{-4}$ (typ. 10... 50ppm)
	Offsetstrom	$< 2 \cdot 10^{-5}$ vom Bereich
Besonderheiten	Eingang	Differenzeingang $R_{in} = 1\text{M}\Omega$
	Schutz	Overload bei 10,5Vpk (Ausgang) Endstufe kurzschlussicher
	Aufbau	dreiphasig, potentialgetrennt
	Lüfter	temperaturgeregelt (Endstufe) abschaltbar (Netzteil)

2.2.3 ZUSAMMENFASSUNG DER ERZEUGBAREN KURVENFORMEN ZUR EMULATION VON UMRICHTERN

In den vorangegangenen Kapiteln wurde dargestellt, wie Spannungs- oder Stromsignale prinzipiell mit einem 16 Bit DAC mit definierter Bandbreite erzeugt werden können. Der Kalibrator soll nun jedoch in der Lage sein, Kurvenformen von Umrichtern nachzubilden. Ziel ist es im Rahmen dieser Arbeit speziell die Signalformen moderner selbstgeführter, spannungsgesteuerter Umrichter (VSC) mit IGBT Technologie darzustellen.

Die wechselstromseitig typisch erzeugten Spannungsverläufe sind sogenannte 2-Level, 3-Level, oder Multilevel Kurvenformen. Dabei werden in den Umrichtern die Schalter mit speziellen Modulationssequenzen angesteuert, um dem idealen sinusförmigen Verlauf möglichst nahezukommen. Hier gilt, dass mit zunehmender Anzahl von Spannungsschritten, der Klirrfaktor immer besser wird [SIE1], [KHOM]. Für die maximale Verzerrung der jeweiligen harmonischen Komponenten von HGÜ Anlagen gibt es allgemein akzeptierte Grenzwerte für die AC und DC Seite [SIE2]. Diese betragen etwa 2% bis zur 49. Harmonischen, wobei die einzelne Harmonische nicht mehr als 1% individuelle Verzerrung aufweisen soll.

Eine mit dem 16 Bit DAC beispielhaft erzeugte Multilevel Kurvenform mit 17 Level ist im Bild 12 dargestellt. Vergrößert dargestellt ist der durch die analogen und digitalen Filtermaßnahmen erreichte sanfte Übergang zwischen zwei Spannungsstufen.

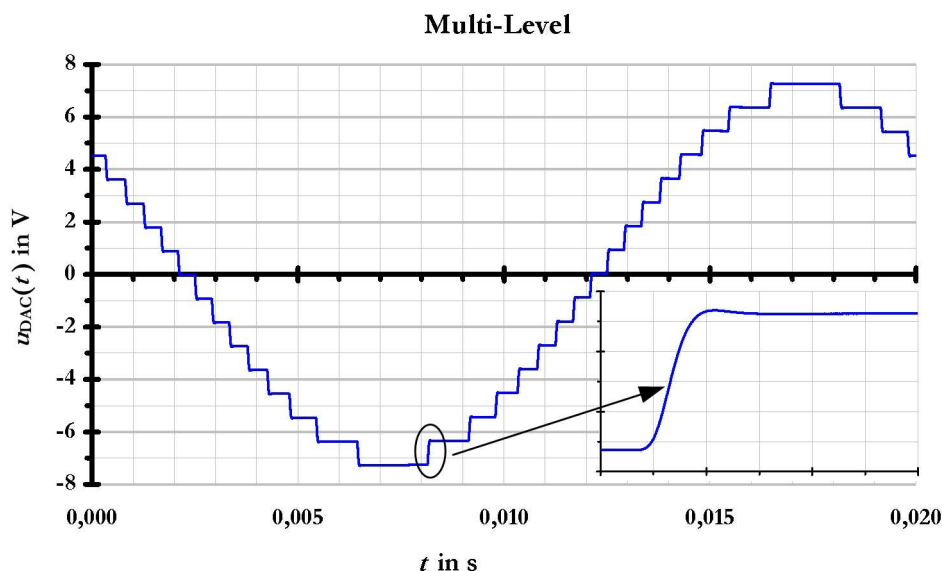


Bild 12: Emulation einer Spannung eines Multilevel Umrichter (Grundswingungsmodulation). Die Kurvenform wurde mithilfe des 8-kanaligen DAC NI 6733 erzeugt. Eine digitale und analoge Filterung begrenzt die Bandbreite auf etwa 20 kHz. Die Übergang von einem Level zum nächsten Level ist vergrößert dargestellt.

Eine mit einer Pulsbreitenmodulation modulierte Multilevel Kurvenform (12 Level) ist im Bild 13 dargestellt. Solche Umrichter kommen beispielsweise bei Mittelspannungsmaschinen zum Einsatz.

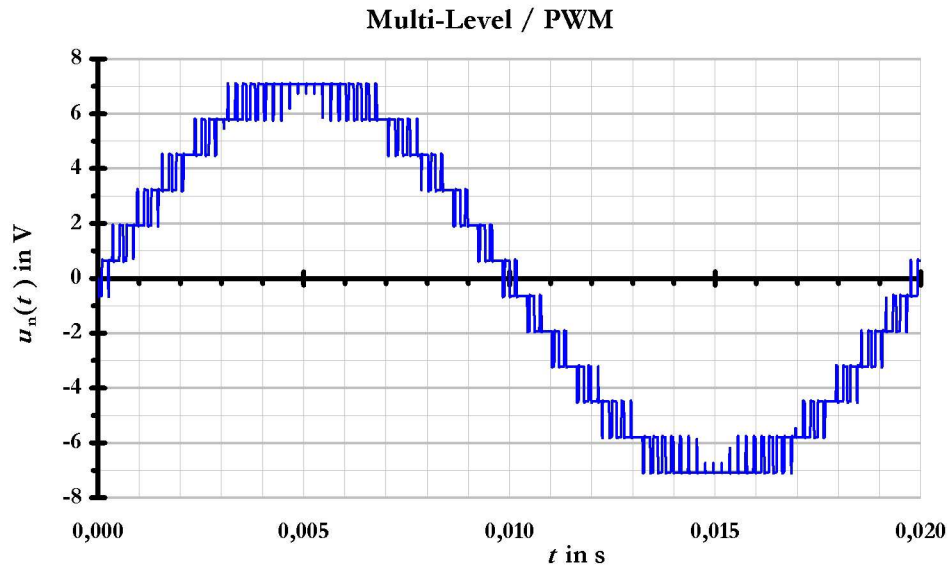


Bild 13: Emulation einer Spannung eines mit PWM realisierten Multilevel Umrichter mit insgesamt 12 Stufen (PWM moduliert). Die Kurvenform wurde mithilfe des 8-kanaligen DAC NI 6733 erzeugt. Eine digitale und analoge Filterung begrenzt die Bandbreite auf etwa 50 kHz.

Weiterhin können einfachere Kurvenformen wechselstromseitig als Sinus, Rechteck, Dreieck, Sägezahn, und gleichstromseitig als 2-Puls bis 12-Puls Gleichrichter mit überlagerten Rauschen und Offset erzeugt werden. Dadurch stehen dem Wirkungsgrad-Kalibrator praktisch alle relevanten Kurvenformen zur Kalibrierung von Leistungsanalysatoren zur Verfügung.

Die Erzeugung ist dabei so aufgebaut, dass sich über die einzustellende Taktrate $f_{\text{DAC}} = T_{\text{DAC}}^{-1}$ des DAC und der gewünschten Anzahl von Punkten N der Zeitraum T_{Erz} ergibt, in welchen die Kurvenform $u(t)$ periodisch wiederholt wird. Hierzu arbeitet der NI 6733 entweder im „FIFO Regeneration Mode“ mit seinem eigenen Onboard Speicher, oder aber im „Streaming-Mode“, bei dem der ansteuernde PC jedoch die Kontrolle über den DAC in Echtzeit behält. Der Streaming-Mode hat den Vorteil, dass insgesamt eine höhere Taktrate von bis zu 800 kHz mit allen acht Kanälen erreicht wird. Dies ist dem leider nur begrenzt zur Verfügung stehenden Speicher des NI 6733 von akkumuliert 16384 Samples über alle Kanäle geschuldet. Hier lassen sich dann im FIFO Regeneration Mode bei den üblicherweise erzeugten Kurvenformen mit Grundsicherungen im Bereich von 50 Hz nur etwa 2000 Samples pro Kanal erreichen. Dies entspräche dann $f_{\text{DAC}} = 100$ kHz.

Bei der im Rahmen dieser Arbeit angestrebten Bandbreite von 20 kHz, sowie den bereits vorgestellten analogen und digitalen Filtermaßnahmen, stellt dies jedoch keine Einschränkung dar.

2.3 DAS MULTIKANALIGE SAMPLINGSYSTEM

2.3.1 AUFBAU DES DUAL 8-KANAL SAMPLING CONTROLLER

Wie bereits einleitend in Kapitel 2.1.2 dargestellt ist, wird ein nach dem Sigma-Delta Prinzip arbeitender zweikanaliger simultan abtastender Digitizer mit einer Auflösung von 24 Bit und Samplingraten von 50 kHz bis 15 MHz eingesetzt. Die Eingangsbereiche (± 1 V und ± 5 V) werden mithilfe präziser Instrumentenverstärker auf ± 2 V bzw. ± 10 V erhöht. Diese sind um einen dual aufgebauten 8-Kanal Umschalter erweitert, und in dem in Bild 14 dargestellten Sampling Controller integriert. Er besteht aus mehreren Komponenten.

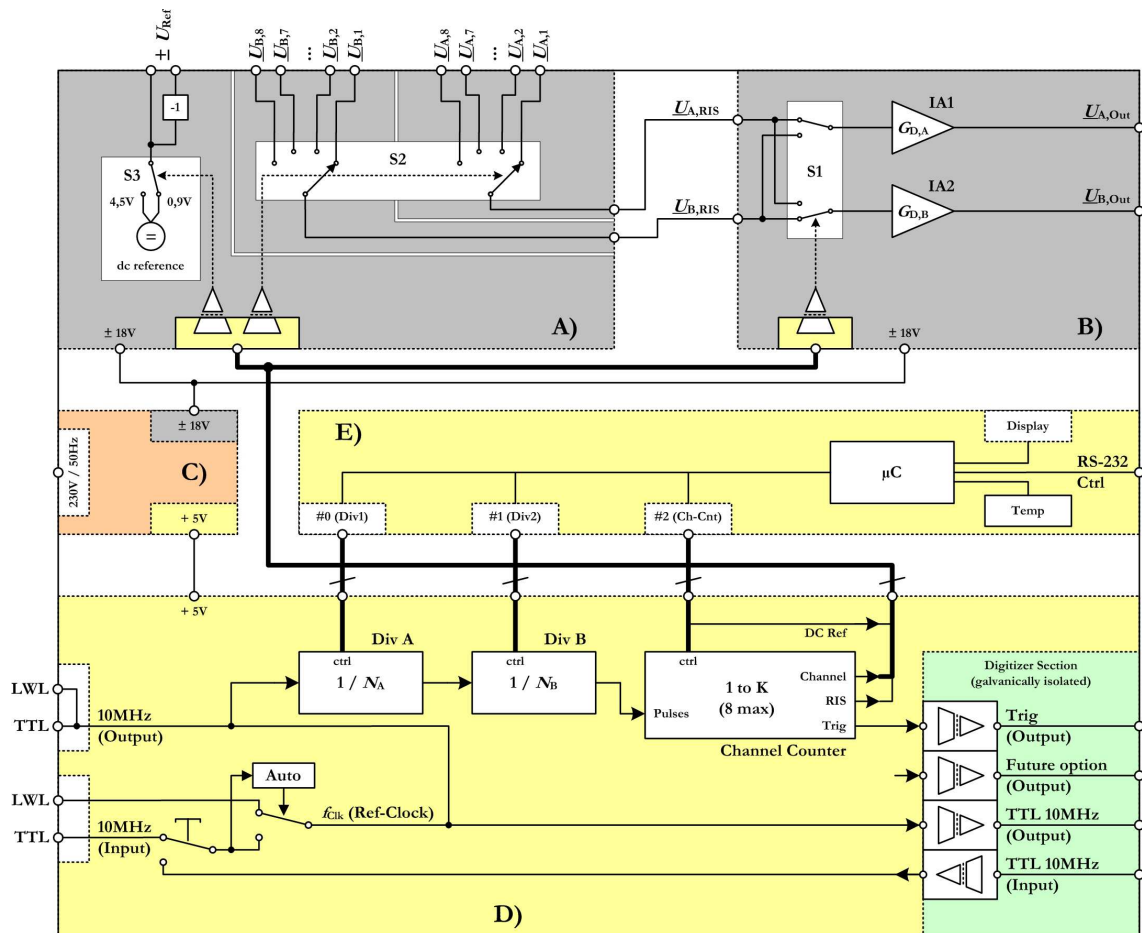


Bild 14: Aufbau eines Dual 8-Kanal Sampling Controllers als Front-End für einen 2-Kanal Digitizer.

Die mit A) bezeichnete Komponente ist der dual aufgebaute Multiplexer mit 2×8 Eingangskanälen (Schalter S2). Als Schalter werden Reed-Relais wegen der längeren Lebensdauer und kürzeren Umschaltzeit verwendet. Eine spezielle Beschaltung verringert die Abschaltzeit auf unter $20 \mu\text{s}$. Damit ergibt sich zusammen mit der Einschaltzeit von etwa $200 \mu\text{s}$ eine sichere Umschaltzeit von etwa $180 \mu\text{s}$. Mit der Prollzeit ist ein Umschaltvorgang innerhalb von $500 \mu\text{s}$ sicher abgeschlossen. Diese Zeit ist im Abtastprozess zu

berücksichtigen, indem Abtastwerte aus diesem Zeitraum zu verwerfen sind. Weiterhin ist eine umschaltbare, hochstabile Gleichspannungsreferenz (Thaler VRE 104) mit nachgeschalteten Filter, Widerstandsteiler, und Invertierer vorgesehen. Damit stehen als Kalibriersignale die über den Schalter S3 umschaltbaren Referenzspannungen von $\pm 0,9$ V oder $\pm 4,5$ V zur Verfügung. Diese Signale genügen, um entweder den ± 2 V-Bereich, oder den ± 10 V-Bereich des Controllers zu kalibrieren und die Abtastwerte zu korrigieren (in situ Korrektur). Nicht dargestellt ist eine ebenfalls integrierte stabile 10 MHz Referenz, welche ebenfalls als digitales Referenzsignal zur Verfügung steht.

Die mit B) bezeichnete Komponente entspricht weitestgehend dem bereits im ratiometrischen Messsystem VRS eingesetzten zweikanaligen Umschalter mit präzisen Instrumentenverstärker mit der Verstärkung $G_D = 0,5$ (vgl. Kapitel 3.2, bzw. Anhang 5.4). Diese Komponente hat die Aufgabe die differentiellen Spannungspegel von maximal 10 V auf 5 V massebezogen herabzusetzen, und gleichzeitig über den Umschalter S1 eine Kanalvertauschung vorzunehmen. Die Ausgänge $U_{A,Out}$ und $U_{B,Out}$ werden dem Digitizer zugeführt (nicht im Bild dargestellt). Die Pfadvertauschung sorgt zwar für eine Verdoppelung der Messzeit, jedoch werden auf diese Art und Weise Laufzeitunterschiede zwischen den Signalpfaden kompensiert. Gleichzeitig verringert sich die statistische Schwankung der Messergebnisse um den Faktor $\sqrt{2}$, da ein Ergebnis nunmehr als Mittelwert aus zwei Einzelergebnissen (unvertauschter und vertauschter Betrieb) berechnet wird.

Die Komponente C) ist das für den Betrieb des Controllers notwendige Netzteil mit einer Versorgungsspannung von ± 18 V (analoger Bereich in Grau) und 5 V (digitaler Bereich in Gelb). Die Komponente D) ist der Digitalteil des Sampling Controllers und dient der Ablaufsteuerung des Abtastprozesses.

Der für die Umschaltung der Kanäle notwendige Takt wird mithilfe der Teiler „Div A“ und „Div B“ aus einer 10 MHz Referenz (Periode 100 ns) generiert. Der erste Teiler dient dabei als Vorteiler, und wird in aller Regel auf Div A = 1000 gesetzt. Damit steht ein Takt mit einer Periode von 100 μ s als Eingangstakt für den zweiten Teiler zur Verfügung. Dieser stellt nun den eigentlichen Schalttakt mit dem Raster von 100 μ s dem nachfolgenden Kanalzähler zur Verfügung. Wird dieser beispielsweise auf Div B = 4200 gesetzt, so ergibt sich ein Takt mit der Periode von $T_K = 420$ ms/Kanal. Diese Einstellung wird häufig verwendet, da sie ein Messfenster von 400 ms ergibt (10 ms werden jeweils am Anfang und Ende wegen des Umschaltprozesses aus dem Datensatz entfernt). Dieses Messfenster entspricht einer Frequenzauflösung von 2,5 Hz, wobei gleichzeitig die Netzfrequenz als Frequenzkomponente enthalten ist. Diese Maßnahme verringert Störungen auf benachbarte Spektrallinien (47,5 Hz oder 52,5 Hz).

Dem Kanalzähler kommt nun die Aufgabe zu, aus der gewünschten Anzahl von Kanälen ($1 \leq K \leq 8$), sowie der optional zu aktivierenden Pfadvertauschung mithilfe des zuvor programmierten Schalttaktes die entsprechenden Steuersignale für die Schalter S1 und S2, sowie den Triggertakt für den Digitizer zu generieren. Die digitale Ansteuerung des Digitizers ist galvanisch über Optokoppler vom Digitalteil getrennt, um hier Erdschleifen zu vermeiden, da auch die digitalen Eingänge („Trig“ und „RefClk“, bzw. „RefOut“) mit

dem Gehäuse des Digitizers, und damit mit dem Bezugspotential beider Analogeingänge verbunden sind. Um noch die entstehende Schleife zwischen dem Gehäuse und dem Schutzleiter des Digitizer auftrennen zu können, kommt ein konfektioniert gefertigter Ringkerntransformator mit einer zusätzlichen sekundären 230 V Isolationswicklung (nicht im Bild dargestellt) für das Netzteil zum Einsatz.

Die Komponente E) ist eine μ C-basierte Ansteuerung für den Digitalteil. Eine eingebaute Rechnerschnittstelle erlaubt es, die Teiler und den programmierbaren Kanalzähler des Digitalteils zu programmieren, und den Schalter S3 der DC-Referenz zu setzen. Zudem ist ein Temperaturfühler integriert, dessen Werte vom PC ausgelesen werden können. In Tabelle 4 sind die wesentlichen Eigenschaften des Dual 8-K Messsystem, bestehend aus dem Controller nach Bild 14 und dem Digitizer NI 5922 zusammengefasst.

Tabelle 4 Eigenschaften des aufgebauten Dual 8-K Messsystems

Eigenschaften des Dual 8-K Controller mit dem NI 5922	Spannungsbereiche (differenziell)	$\pm 2 \text{ V}; \pm 10 \text{ V}$
	Gleichtaktunterdrückung	$> 100 \text{ dB } (f < 20 \text{ kHz})$ $> 40 \text{ dB } (f < 1 \text{ MHz})$
	Bandbreite	$B < 80 \text{ kHz (max. } 10\text{V}_{\text{pk}})$ $B < \text{einige MHz (Kleinsignal)}$
	Eingangsimpedanz	$10 \text{ M}\Omega \text{ (DC)}$ 130 pF (AC)
	Samplingfrequenz	$50 \text{ kHz} \leq f_s \leq 15 \text{ MHz}$
	Steuerung	Software über RS232
Einstellbarkeit	Anzahl der Kanäle (Dual)	$1 \leq K \leq 8$
	Signalvertauschung	An / Aus
	DC Referenz	$\pm 4,5\text{V}$ (für 10 V Bereich) $\pm 0,9\text{V}$ (für 2 V Bereich)
	Referenzfrequenz	10 MHz
Synchronisation	Eingang digital	10 MHz (TTL, LWL)
	Ausgang 1; Durchschleifen der 10 MHz	10 MHz (TTL, LWL)
	Ausgang 2; Digitizer; galvanisch isoliert	Trigger TTL (pos. / neg. Flanke) 10 MHz (TTL und $\pm 1\text{V}_{\text{pk}}$) 10 MHz (Rückkanal)
	Teiler 1; Teiler 2	$2 \cdot (2 \dots 2^{16}-1)$; gerade Zahlen 4, 6, 8; ... 131070
	Start / Stop	Software

Eine beispielhafte Abtastsequenz für die Abtastung zweier Wechselspannungen mit 25 Hz und eingeschalteter Pfadvertauschung sowie eingeschalteter in situ Kalibrierung gegen die eigene DC Referenz ist im Bild 15 dargestellt. Die Anzahl der Kanäle ist auf $K = 3$ gesetzt. Der Kanaltakt ist mithilfe der beiden Teiler auf $T_K = 100\text{ms}$ programmiert. Die Vertauschungsmessung verdoppelt die sich insgesamt ergebende Messzeit auf 600 ms.

Switching sequence of the Dual 8-Ch Controller

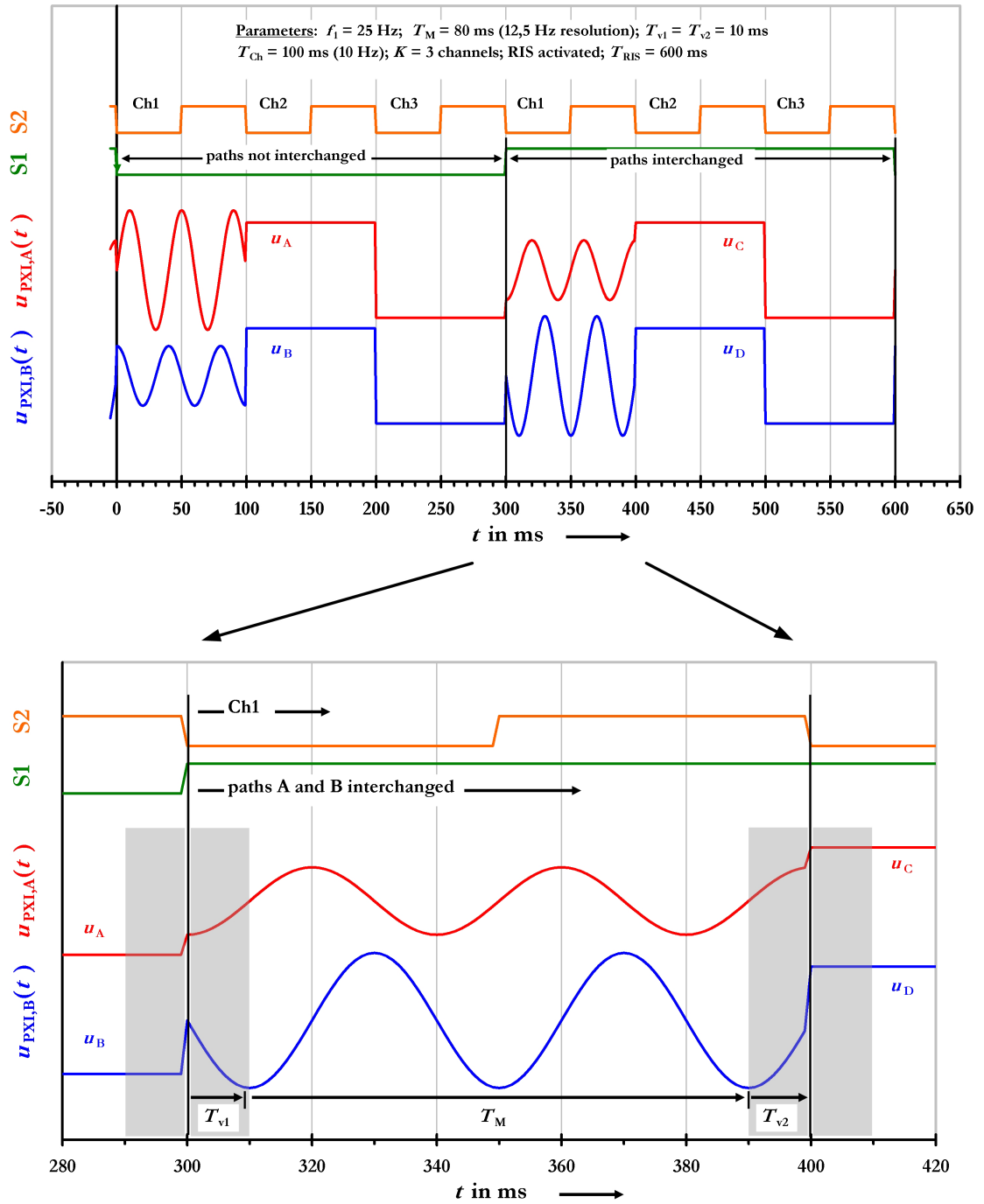


Bild 15: Beispielhafte Abtast- und Schaltsequenz im Dual 8-K Messsystem. Eingestellt wurde eine Abtastung von 3 Kanälen mit in situ Korrektur gegen die eingebaute DC Referenz (Kanal 2, 3, 5, 6). Die Pfadvertauschung ist aktiviert. Orange: Schalttakt für den Kanalschalter S2. Grün: Umschalttakt von S1 (Pfadvertauschung). Rot: Eingangsspannung des Digitizer (Pfad A). Blau: Eingangsspannung des Digitizer (Pfad B). Im unteren Bild sind die Verzugszeiten T_{v1} und T_{v2} , sowie die Messzeit T_M dargestellt.

2.3.2 BESCHREIBUNG DER BERECHNUNGEN IM MESSPROGRAMM FÜR DEN WIRKUNGSGRAD-KALIBRATOR

Eine Kurzbeschreibung der im Messprogramm eingebauten Berechnungen sei hier angegeben. Zunächst ist der für die Messung relevante Teil der Software prinzipiell in Bild 16 mit den wesentlichen Funktionalitäten dargestellt, und lässt sich auf Ebene der Software prinzipiell in drei Ebenen unterteilen.

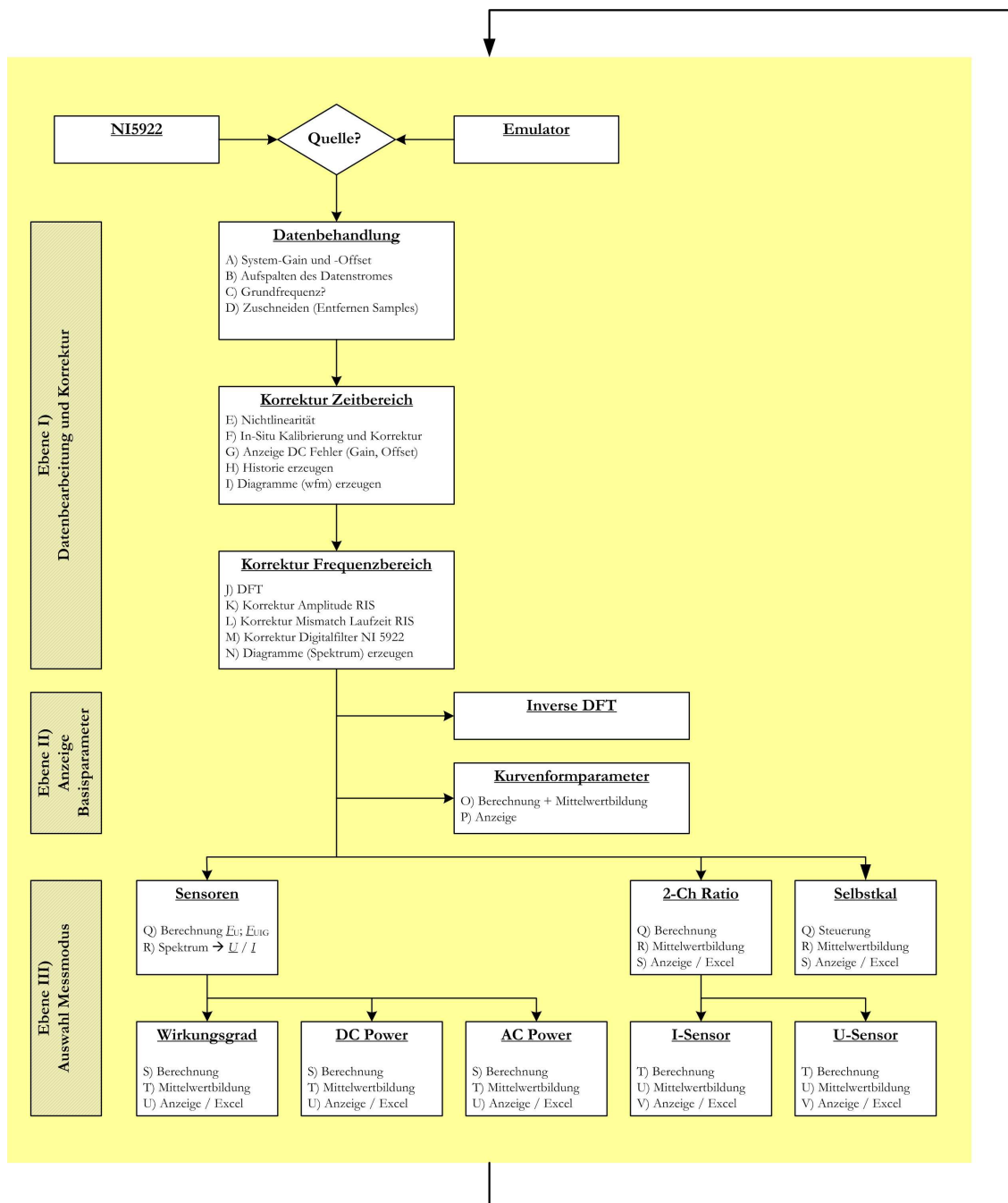


Bild 16: Übersicht der modular ausgelegten Software mit dem Dual 8-Kanal Sampling-Controller und dem 2-Kanal Digitizer NI 5922.

Die Rechenroutinen der Ebenen I und II (Datenbearbeitung / Korrektur und Anzeige der Basisparameter der Kurvenformen) sind ausführlich im Anhang 5.3 dargestellt. Eine kurze Beschreibung sei hier dennoch angegeben. Anschließend sind die in Ebene III eingearbeiteten Rechenroutinen „Sensoren“ und „Wirkungsgrad“ ausführlicher dargestellt. Die Software ist modular strukturiert, d.h. es können weitere Messarten unter Verwendung derselben Software integriert werden. Der Aufwand eine neue Messaufgabe zu integrieren, hält sich dadurch in überschaubaren Grenzen.

a) EBENE I:

Nach dem Einlesen der Daten vom Digitizer (NI 5922) werden in der Ebene I die Abtastwerte mit einer Systemverstärkung und einem Systemoffset versehen. Anschließend erfolgt das Aufspalten des Datenstromes in die einzelnen Kanäle des Dual 8-K Controllers. Dann ist für zukünftige Anwendungen eine Frequenzbestimmung der Grundschiwingung vorgesehen. Basierend auf dieser, oder den Voreinstellungen, werden die einzelnen Kanäle auf die gewünschte Länge des Messfensters zugeschnitten. Daraus ergibt sich dann später die spektrale Auflösung.

Nun erfolgt die Korrektur einiger Kenngrößen im Zeitbereich mithilfe der Abtastwerte in den einzelnen Kanälen. Zuerst kann (optional) eine Nichtlinearität des Digitizers mithilfe einer Korrektur 3. Ordnung ausgeglichen werden. Anschließend erfolgt (optional) die Berechnung des Verstärkungsfehlers und des Offsets in der in situ Kalibrierung und darauf basierend, die Korrektur aller Abtastwerte. Die so gewonnenen Ergebnisse werden kanalweise getrennt als Kurvenformen dargestellt.

Nun erfolgt die Berechnung der spektralen Komponenten über die diskrete Fourier Transformation aller Kanalspannungen. Mithilfe der bekannten Frequenzgänge (Betrag) der Instrumentenverstärker im Dual 8-K Controller werden die Spektren korrigiert. Mithilfe der bekannten Laufzeitunterschiede zwischen den zweikanaligen Messpfaden A und B werden die Phasenunterschiede (optional) korrigiert. Anschließend erfolgt die Korrektur des digitalen Filters des Digitizers. Die so berechneten Ergebnisse werden als den jeweiligen Kurvenformen zugehörigen Spektren (Betrag) angezeigt.

Im Ergebnis der Berechnungen in Ebene I stehen kanalweise die nach Betrag und Phase korrigierten Spannungsspektren zur Verfügung.

b) EBENE II:

Diese Ebene dient der Berechnung von einfachen, jedoch relevanten Kurvenformparametern der Kanalspannungen wie beispielsweise dem DC Anteil, dem Effektivwert der Grundschiwingung und Oberschwingungen, dem Klirrfaktor usw. Diese Ergebnisse charakterisieren üblicherweise einfachere, stationäre Signale. Zusätzlich ist die Möglichkeit vorgesehen (optional) eine inverse DFT durchzuführen, um die Kurvenverläufe aus den in Ebene I berechneten Spektren zu rekonstruieren. Dies eröffnet die Möglichkeit später

Rechenroutinen zu implementieren, die auf korrigierten Spannungsverläufen im Zeitbereich basieren.

c) EBENE III:

Diese Ebene dient der Auswahl der gewünschten Messart. Wegen der Breitbandigkeit und gleichzeitig hohen Auflösung des Digitizers, der simultanen Abtastung von zwei Signalpfaden mit jeweils 8 Kanälen, der differenziellen Eingangsbeschaltung des 8-Kanal Controllers mit seiner stabilen bipolaren Referenz von $\pm 0,9\text{ V}$ und $\pm 4,5\text{ V}$ und der stabilen 10 MHz Referenzfrequenz ist dieses Messsystem sehr vielseitig im Bereich der Energiemesstechnik von DC bis 200 kHz analoger Bandbreite einsetzbar. Nach derzeitiger Planung ist vorgesehen mehrere Messarten für verschiedene Zwecke zu programmieren. Dies sind die Berechnungen

- für die „Selbstkalibrierung“. Dabei kalibriert sich das Messsystem mithilfe von Referenzvoltmetern und ansteuerbaren Quellen in einem automatisierten Messablauf unter AC und DC Bedingungen (vgl. Kapitel 2.3.3). Die Messabweichungen werden in eine Excel Tabelle geschrieben.
- des komplexen 2-Kanal Wechselspannungsverhältnisses (vgl. Kapitel 3.2), mit anschließender (optionaler) Kalibrierung von Strom- und Spannungssensoren (vgl. Kapitel 3.3 und Kapitel 3.4)
- der elektrischen Wechselleistung als Breitbandstandard für verschmutzte Signale
- der elektrischen Gleichleistung von Mischsignalen (HGÜ Übertragung)
- des Wirkungsgrades als Verhältnis von breitbandiger Gleich- und Wechselleistung

Das Thema elektrische Wechselleistung für verschmutzte Signale, beispielsweise zur Beurteilung der Eigenschaften von Solarwechselrichtern könnte damit im Rahmen zukünftiger Forschungsprojekte innerhalb des Fachbereichs bearbeitet werden.

Das Thema elektrische Leistung und Energie von Gleichsignalen, insbesondere von verschmutzten Gleichsignalen bei der HGÜ Übertragung wird derzeit im Rahmen einer Dissertation von J. Meisner [BERG] in der PTB behandelt. Hier steht das Dual 8K Messsystem zur Verfügung, und wird softwareseitig diesen Anforderungen angepasst.

Die Berechnung des Wirkungsgrades, basierend auf den korrigierten Spannungsspektren für den Einsatz als Kalibrator für Leistungsanalysatoren soll nun nachfolgend ausführlich dargestellt werden. Die an den Eingängen (Index i) des Dual 8-Kanalschalters des Sampling-Controllers anstehenden Kanalspannungen sind (vgl. Bild 14) $\underline{U}_{A,i}$ und $\underline{U}_{B,i}$. Im Falle der aktivierten Vertauschung der Signalpfade innerhalb des Controllers (Autokorrektur von Laufzeitunterschieden, Verbesserung des „Rauschens“ um den Faktor $\sqrt{2}$) entstehen zusätzlich noch die Spannungsspektren $\underline{U}_{C,i}$ und $\underline{U}_{D,i}$.

d) BERÜCKSICHTIGUNG VON STROM- UND SPANNUNGSSENSOREN IN EBENE III:

Zuerst sind die beiden Typen von Sensoren und zugehörigen Übertragungsfunktionen zusammengestellt. Ziel ist es, basierend auf den allgemeingültig gehaltenen Definitionen der Übertragungsfaktoren von verschiedenen Spannungs- oder Stromsensoren nach Anhang 5.4.5, möglichst für die Gleich- und Wechselstromanwendungen gleichermaßen brauchbare Modelle von Übertragungsfaktoren zu definieren. Dies ist notwendig, da im Kalibrierplatz für Leistungsanalysatoren sowohl Gleich- als auch Wechsignale verarbeitet werden. Die Modelle sind dann als Objekte „Spannungssensor“ und „Stromsensor“ für alle Kanäle (max. 2 x 8 Kanäle) innerhalb der Software gleichermaßen nutzbar.

- Übertragungsfaktor des Spannungssensors

Für die möglichst universale Definition des Übertragungsfaktors wird ein gleichstromfähiger Spannungswandler, bzw. -teiler angenommen. Das Modell zur Berechnung der Ausgangsspannung des Spannungssensors mit dem Übertragungsfaktors \underline{F}_U in Abhängigkeit der Eingangsspannung ist symbolisch

$$\underline{U}_{In} \cdot \underline{F}_U + U_{Offset} \Rightarrow \underline{U}_{Out} \quad (8)$$

Damit ist die Berechnung der Eingangsspannung des Sensors (Primärspannung) \underline{U}_{In} bei bekanntem Spektrum der Ausgangsspannung des Sensors \underline{U}_{out} , d.h. der am Kanalschalter anstehenden Spannung $\underline{U}_{A,i}$ (und evtl. $\underline{U}_{D,i}$) symbolisch

$$\frac{\underline{U}_{Out} - U_{Offset}}{\underline{F}_U} \Rightarrow U_{In} \quad (9)$$

Der Offset ist natürlich nur für die DC Komponente ($f=0$) zu berücksichtigen. Der Übertragungsfaktor \underline{F}_U ist durch folgendes Modell charakterisiert

$$\underline{F}_U = \frac{1 + \epsilon_u}{K_{nu}} e^{j(\delta_u + \omega T_u - Inv \cdot \pi)}$$

Kalibrierwerte

- a) nominales Teilungsverhältnis K_{nu}
 - b) Betragsfehler ϵ_u
 - c) Phasenfehler, Invertierende Betrieb $\delta_u, T_u, Inv = 0$ oder 1
 - d) Offsetspannung U_{Offset}
- (10)

Die Variable Inv erlaubt die Verwendung invertierender Sensoren. Drei Beispiele sollen die Nutzung als AC- und DC-Sensor, und speziell als Sensor im Messmodus „Wirkungsgrad“ verdeutlichen.

AC: Hier kann die Offsetspannung vernachlässigt werden ($U_{Offset} = 0$). Als Betragsfehler ϵ_u wird der Wert verwendet, den dieser Wandler bei der jeweiligen Grundswingungsfre-

quenz aufweist. Diese ist üblicherweise 50 Hz. Verhält sich der Sensor für Phasenfehlwinkel linear mit der Frequenz, so ist die Beschreibung mit der Laufzeit T_u ausreichend ($\delta_u = 0$). Ist dies nicht der Fall, so würde der Phasenfehler δ_u für die Grundswingungsfrequenz anstelle der Laufzeit verwendet werden.

DC: Hier ist die ausgangsseitige Offsetspannung des Sensors, und ggf. des Dual 8-K Messsystems zu verwenden ($U_{\text{Offset}} \neq 0$). Als Betragsfehler ε_u wird der Wert verwendet, den dieser Wandler bei der DC Kalibrierung zeigt. Verhält sich der Wandler im Phasenbereich linear, so ist die Beschreibung mit der Laufzeit T_u zwar möglich ($\delta_u = 0$), jedoch trägt diese vermutlich wenig zur Genauigkeit bei, da der AC Anteil auf der Gleichspannung gering ist.

Wirkungsgrad-Kalibrator: Abseits der Betrachtungen für AC oder DC Sensoren, die die Aufgabe haben eine zumeist höhere Eingangsspannung an die Spannungsbereiche des Dual 8-K Messsystem anzupassen, wird im Messmodus „Wirkungsgrad“ im Kleinsignalbereich kalibriert. Dies bedeutet, dass keine Sensoren verwendet werden müssen. Dann ist die Übersetzung $K_{\text{nu}} = 1$ zu setzen, und die Betrags- und Phasenfehler sind Null.

Im Ergebnis stehen nun die primärseitigen Spannungsspektren \underline{U}_i der jeweiligen Kanäle zur Verfügung.

- Übertragungsfaktor des Stromsensors

Dem Stromsensor (IU Konverter) kommt die Aufgabe zu, einen Strom I_{In} in eine für das System messbare Spannung U_{curr} zu konvertieren. Hierbei ist es unerheblich, ob dies durch einen Messwiderstand, oder durch einen Stromwandler mit nachfolgend angeordnetem Messwiderstand geschieht. Auch ist es unerheblich, ob der Stromsensor invertierend ist oder nicht. Einem (optional) nachfolgend angeordneten Messverstärker kommt die Aufgabe zu, die Ausgangsspannung U_{curr} des IU Konverters zu verstärken. Hintergrund sind die oftmals geringen Spannungen von Messwiderständen. Diese liegen typisch im Bereich von unter 1 V, der Messbereich des Controllers ist jedoch 10 V. In Analogie zum bereits definierten Spannungssensor nach (8) ist die Ausgangsspannung U_{Out} des IU Konverters mit Verstärker symbolisch

$$\underline{I}_{\text{In}} \cdot \underline{F}_{\text{IUG}} + U_{\text{Offset,IUG}} \Rightarrow \underline{U}_{\text{Out}} \quad (11)$$

Die Offsetspannung $U_{\text{Offset,IUG}}$ ist die für den gesamten Stromsensor gemessene Spannung am Ausgang bei stromloser Primärseite. Damit ist die Berechnung des Eingangsstromes des Sensors (Primärstrom) $\underline{I}_{\text{In}}$ bei bekannten Spektrum der Ausgangsspannung des Sensors $\underline{U}_{\text{out}}$, d.h. der am Kanalschalter anstehenden Spannung $\underline{U}_{\text{Bi}}$ (und evtl. $\underline{U}_{\text{Ci}}$) symbolisch

$$\frac{\underline{U}_{\text{Out}} - U_{\text{Offset,IUG}}}{\underline{F}_{\text{IUG}}} \Rightarrow \underline{I}_{\text{In}} \quad (12)$$

Der Offset ist auch hier nur für die DC Komponente zu berücksichtigen. Der Übertragungsfaktor $\underline{F}_{\text{IUG}}$ ist durch folgendes Modell charakterisiert

$$\underline{F}_{\text{IUG}} = \frac{(1 + \varepsilon_i) \cdot (1 + \varepsilon_Z) \cdot (1 + \varepsilon_G)}{K_{\text{ni}}} \cdot R_{\text{nom}} \cdot G_{\text{nom}} \cdot e^{j(\delta_{\text{iu}} + \omega(T_Z + T_G) - \text{Inv} \cdot \pi)}$$

Kalibrierwerte

- a) Betragsfehler Stromwandler ε_i . (13)
- b) Betragsfehler Messwiderstand ε_Z
- c) Betragsfehler Verstaerker ε_G
- d) Phasenfehler, Invertierende Betrieb $\delta_{\text{iu}}, T_Z, T_G, \text{Inv} = 0 \text{ oder } 1$
- e) gemeinsame Offsetspannung $U_{\text{Offset,IUG}}$

Die Wandlerübersetzung ist durch K_{ni} , sein Betragsfehler durch ε_i ausgedrückt. Als Messwiderstand wird der Nominalwert R_{nom} eingesetzt und die zugehörige Messabweichung ε_Z angegeben. Als Verstärkung wird der Nominalwert G_{nom} eingesetzt und die zugehörige Messabweichung ε_G angegeben. Vereinfachend gibt es zur Korrektur der Phase nur die Möglichkeit die Konstante δ_{iu} , eine Laufzeit T_Z für den Widerstand, und eine Laufzeit T_G für den Verstärker anzugeben. Die Variable Inv sorgt für eine Invertierung des Signals.


Die Beispiele in den Ausführungen zum definierten Übertragungsfaktor des Spannungssensors lassen sich auch hier in analoger Weise übertragen. Im Ergebnis stehen nun die primärseitigen Stromspektren \underline{I} der jeweiligen Kanäle zur Verfügung.

e) BERECHNUNGEN IM MESSMODUS „WIRKUNGSGRAD“ IN EBENE III:

In dieser Messart wird das rechnerische Verhältnis der Summenleistungen aus zwei Gruppen von Leistungsmessungen (AC Gruppe und DC Gruppe) gebildet. Der Dual 8-Kanal Controller gestattet die Messung von bis zu 8 Paaren von Spannungen und zugehörigen Strömen (über geeignete Sensoren) und erlaubt damit Leistungsmessungen durchzuführen. Als umfangreichster Fall ist derzeit vorgesehen, ein dreiphasiges, sternförmiges System von Wechselspannungen und -strömen, sowie ein bipolares System von Gleichspannungen und -strömen zu kalibrieren. Zusätzlich sollen noch die in-situ Kalibrierung, sowie die Messung mit vertauschten Pfaden des Controllers möglich sein. Somit werden maximal bis zu 2 x 7 Kanäle belegt, wie in Tabelle 5 dargestellt ist.

Dabei wird stillschweigend vorausgesetzt, dass die AC-Gruppe (Kanal 1 bis 3) vor der DC Gruppe (Kanal 4 und 5) angeschlossen ist. Zuletzt erfolgt der optionale Anschluss der DC Referenzen. Die In-situ Korrektur hat nun den Vorteil, dass die jeweilige Offsetspannung der Pfade A und B korrigiert wird. Dies verbessert die Genauigkeit für die berechnete DC-Leistung, und damit die des Verhältnisses $\eta_{\text{ac-dc}} = P_{\text{AC}}/P_{\text{DC}}$ des so definierten Wirkungsgrades. Auch soll das umgekehrte Verhältnis $\eta_{\text{dc-ac}} = P_{\text{DC}}/P_{\text{AC}}$ berechenbar sein.

Tabelle 5 Anschlussmöglichkeit des Dual 8-K Messsystems bei der Kalibrierung des Wirkungsgrades mit einem dreiphasigen AC Netz, einem bipolaren DC Netz sowie der im Controller integrierten Möglichkeit der in situ Kalibrierung und der Pfadvertauschung.

Anschluss für Wirkungsgradmessung (3~ AC; bipolar DC) an DCS					
Vertauschung	Kanalindex i	Zuordnung	DCS Pfad A	DCS Pfad B	Zuordnung
Nein	1	UAC-L1	$\underline{U}_{A,1}(k)$	$\underline{U}_{B,1}(k)$	IAC-L1
	2	UAC-L2	$\underline{U}_{A,2}(k)$	$\underline{U}_{B,2}(k)$	IAC-L2
	3	UAC-L3	$\underline{U}_{A,3}(k)$	$\underline{U}_{B,3}(k)$	IAC-L3
	4	UDC+	$\underline{U}_{A,4}(k)$	$\underline{U}_{B,4}(k)$	IDC+
	5	UDC-	$\underline{U}_{A,5}(k)$	$\underline{U}_{B,5}(k)$	IDC-
	6	URef+	$\underline{U}_{A,6}(k)$	$\underline{U}_{B,6}(k)$	URef+
	7	URef-	$\underline{U}_{A,7}(k)$	$\underline{U}_{B,7}(k)$	URef-
	8		$\underline{U}_{A,8}(k)$	$\underline{U}_{B,8}(k)$	
					
Ja	1	IAC-L1	$\underline{U}_{C,1}(k)$	$\underline{U}_{D,1}(k)$	UAC-L1
	2	IAC-L2	$\underline{U}_{C,2}(k)$	$\underline{U}_{D,2}(k)$	UAC-L2
	3	IAC-L3	$\underline{U}_{C,3}(k)$	$\underline{U}_{D,3}(k)$	UAC-L3
	4	IDC+	$\underline{U}_{C,4}(k)$	$\underline{U}_{D,4}(k)$	UDC+
	5	IDC-	$\underline{U}_{C,5}(k)$	$\underline{U}_{D,5}(k)$	UDC-
	6	URef+	$\underline{U}_{C,6}(k)$	$\underline{U}_{D,6}(k)$	URef+
	7	URef-	$\underline{U}_{C,7}(k)$	$\underline{U}_{D,7}(k)$	URef-
	8		$\underline{U}_{C,8}(k)$	$\underline{U}_{D,8}(k)$	

Für die Rechenroutine sind nun allgemein folgende Anschluss- und Auswahlmöglichkeiten vorzusehen:

- AC Gruppe; einphasig (Kanal 1) oder dreiphasig (Kanal 1 - 3)
- DC Gruppe; unipolar (folgender Kanal) oder bipolar (folgende zwei Kanäle)
- In-situ Kalibrierung (folgende zwei Kanäle)
- Vertauschung der Signalfade

Aufgrund dieser Festlegungen ist eine für das Programm eindeutige Zuordnung der Kanäle der jeweiligen Gruppen möglich. Für die Berechnung innerhalb der AC-Gruppe ist es im Folgenden noch notwendig zu unterscheiden, ob eine am Prüfling dreiphasig angeschlossene Leistung aus einer einphasigen Quelle stammt. Dies spart die Bereitstellung von L2 und L3, wenn beispielsweise ohnehin klar ist, dass der zu kalibrierende Prüfling ein nur vernachlässigbares Übersprechen innerhalb seiner Kanäle aufweist. Der Bereitstellungsaufwand in der Kalibrierung sinkt dadurch beträchtlich.

Weiterhin ist es notwendig, die Übertragungsfaktoren F_U und F_{IUG} für potenzielle Sensoren (Spannungsteiler, Messwiderstände), sowie eventuell notwendige Messverstärker mit ihren

Verstärkungen vorzusehen. Für die DC-Seite sind zusätzlich die Offsetspannungen, und für die AC-Seite die Phasenfehler, bzw. vereinfacht die Laufzeiten der Sensoren und Verstärker mit zu berücksichtigen.

Die Berechnungen zum Wirkungsgrad basieren auf den bereits umgerechneten Spektren der Spannungen und Ströme nach (9) und (12), und erfolgen schrittweise gemäß:

1. Aufspaltung in AC-Gruppe und DC-Gruppe
2. Berechnung der jeweiligen Einzelleistungen, Berücksichtigen der Vertauschung, und daraus resultierend die Gesamtleistung der AC-Gruppe und DC-Gruppe
3. Berechnung des gewünschten Wirkungsgrades η_{ac-dc} oder η_{dc-ac} .

Die unterschiedlichen Möglichkeiten zur Bildung der AC und DC Gruppe und den zugehörigen Verbindung zu den Kanalnummern sind in der nachfolgenden Tabelle 6 zusammengefasst. Daraus ergibt sich eine feste definierte Zuordnung zu den Kanälen.

Tabelle 6 Zuordnung der Spannungen und Ströme zur jeweiligen AC oder DC Gruppe

Zuordnung der Kanäle bei Wirkungsgradmessungen mit dem Dual 8-K Controller				
Gruppe	Bezeichnung	Kanal	Spannung an Pfad A	Strom an Pfad B
AC	1~	1	U_{L1}	I_{L1}
	3~	1	U_{L1}	I_{L1}
		2	U_{L2}	I_{L2}
		3	U_{L3}	I_{L3}
DC	unipolar	$n_{AC} + 1$	U_{DC+}	I_{DC+}
	bipolar	$n_{AC} + 1$	U_{DC+}	I_{DC+}
		$n_{AC} + 2$	U_{DC-}	I_{DC-}

*) n_{AC} bezieht sich auf die höchste Kanalnummer bei AC (3~ bedeutet $n_{AC} = 3$)

In Anlehnung an die in Ebene II der Software eingefügte Berechnung von Kurvenformparametern, werden auch hier nun ebenfalls die Kurvenformparameter, jedoch nun für die Spannungs- und Stromspektren $\underline{U}(\cdot)$, $\underline{U}'(\cdot)$, $\underline{I}(\cdot)$, und $\underline{I}'(\cdot)$ in den jeweiligen Gruppen berechnet (die gestrichenen Größen $\underline{U}'(\cdot)$, $\underline{I}'(\cdot)$ bezeichnen die Spektren der Spannungen und Ströme im Falle der vertauschten Pfade). Dabei werden die Messgrößen DC-Anteil (U_{DC} , I_{DC}), Effektivwert der Grundschiwingung (U_{Fund} , I_{Fund}), Winkeldifferenz der Grundschiwingung (φ_{UL}), Effektivwert der harmonischen Oberschwingungen U_h , gesamter Effektivwert $U_{rms,AC}$ (AC Gruppe), bzw. $U_{rms,ACDC}$ (DC Gruppe), sowie der Klirrfaktor THD_{AC} (bei AC Gruppe), bzw. THD_{ACDC} (DC Gruppe) berechnet und angezeigt.

Zusätzlich zu diesen Kurvenformparametern von $\underline{U}(\cdot)$, $\underline{U}'(\cdot)$, $\underline{I}(\cdot)$, und $\underline{I}'(\cdot)$ müssen nun noch die Leistungen separat für AC und DC berechnet werden.

- Leistung der AC Gruppe

Für AC sind die Scheinleistungen der Grundschiwingung sowie der gesamten Kurvenformen aus den Kurvenformparametern von $\underline{U}(\cdot)$, $\underline{I}(\cdot)$ für jeweils eine Phase

$$\begin{aligned} S_{\text{Fund}} &= U_{\text{Fund}} \cdot I_{\text{Fund}} \\ S_{\text{tot}} &= U_{\text{AC,rms}} \cdot I_{\text{AC,rms}} \end{aligned} \quad (14)$$

Die AC Wirk- und Blindleistung für die Grundschiwingung und den harmonischen Oberschwingungen sind (jeweils eine Phase)

AC Wirk- und Blindleistung aus komplexen Spektren $\underline{U}()$ und $\underline{I}()$:

(hier beispielhaft Kanal $v=1 \rightarrow U_{L1}$ und I_{L1})

Grundschiwungsleistung:

$$\begin{aligned} P_{\text{Fund}} &= U_{\text{Fund}} \cdot I_{\text{Fund}} \cdot \cos(\varphi_{U,\text{Fund}} - \varphi_{I,\text{Fund}}) \\ Q_{\text{Fund}} &= U_{\text{Fund}} \cdot I_{\text{Fund}} \cdot \sin(\varphi_{U,\text{Fund}} - \varphi_{I,\text{Fund}}) \end{aligned} \quad (15)$$

Oberschwiwungsleistung:

$$\begin{aligned} P_h &= \sum_{k=2}^{h_{\text{max}}} U_k \cdot I_k \cdot \cos(\varphi_{U,k} - \varphi_{I,k}) \\ Q_h &= \sum_{k=2}^{h_{\text{max}}} U_k \cdot I_k \cdot \sin(\varphi_{U,k} - \varphi_{I,k}) \end{aligned}$$

Die gesamte Wirk- und Blindleistung ergeben sich zu (jeweils eine Phase)

Gesamtleistung:

$$P_{\text{tot}} = P_{\text{Fund}} + P_h \quad (16)$$

$$Q_{\text{tot,Bud}} = Q_{\text{Fund}} + Q_h$$

$$Q_{\text{tot,DIN}} = \sqrt{S_{\text{tot}}^2 - P_{\text{tot}}^2}$$

Für die gesamte Blindleistung sind zwei der möglichen Definitionen, die nach Budeanu $Q_{\text{tot,Bud}}$ und die nach DIN $Q_{\text{tot,DIN}}$ realisiert. Für eine Phase (zum Beispiel L1) sind nun erstmal getrennt die Zwischenergebnisse für die Scheinleistungen ($S_{\text{fund}}(L1)$, $S_{\text{tot}}(L1)$), die Wirkleistung der Grund-, der Oberschwiwungen, sowie die Gesamtwirkleistung ($P_{\text{fund}}(L1)$, $P_h(L1)$, $P_{\text{tot}}(L1)$), sowie die Blindleistung der Grund-, und der Oberschwiwungen, sowie die Gesamtblindleistungen ($Q_{\text{fund}}(L1)$, $Q_h(L1)$, $Q_{\text{tot,Bud}}(L1)$, $Q_{\text{tot,DIN}}(L1)$) nach den beiden Definitionen berechnet. Falls die Vertauschung aktiv ist, werden in analoger Weise alle Leistungen $S'(L1)$, $P'(L1)$, $Q'(L1)$ berechnet. Somit ergibt sich als Zuweisungsvorschrift für alle soeben aufgezählten Leistungsgrößen von L1 am Beispiel von $P_{\text{tot}}(L1)$

ohne Vertauschung

$$P_{\text{tot}}(L1) \rightarrow P_{\text{tot}}(L1)$$

(17)

mit Vertauschung

$$\left(\frac{P_{\text{tot}}(L1) + P_{\text{tot}}^*(L1)}{2} \right) \rightarrow P_{\text{tot}}(L1)$$

Ohne Vertauschung bleibt der jeweilige Leistungswert erhalten, und mit Vertauschung ergibt sich der Leistungswert als Mittelwert des unvertauschten und vertauschten Ergebnisses. Mit allen anderen aufgezählten Leistungsgrößen ist in gleicher Weise zu verfahren.

Nun können analog zur beschriebenen Vorgehensweise (14) bis (17) auch die Leistungen der Phasen L2 und L3 berechnet werden. Aus diesen individuellen Leistungen in den jeweiligen Phasen (L1 bis L3) wird nun die Summenleistung der AC-Gruppe berechnet. Die Berechnung hängt vom eingestellten System für AC ab (einphasig, pseudo-dreiphasig oder dreiphasig).

Die Summenleistung der AC-Gruppe ist

einphasig

$$P_{\text{AC,ges}} = P_{\text{tot}}(L1)$$

pseudo-dreiphasig

$$P_{\text{AC,ges}} = 3 \cdot P_{\text{tot}}(L1)$$

(18)

dreiphasig

$$P_{\text{AC,ges}} = P_{\text{tot}}(L1) + P_{\text{tot}}(L2) + P_{\text{tot}}(L3)$$

Die pseudo-dreiphasige Betriebsweise wird genutzt, um mit einem einfachen Wechselstromsystem (einphasig) durch gleichzeitig dreiphasige Beaufschlagung des Prüflings Bereitstellungsaufwand zu sparen.

- Leistung der DC Gruppe

Die gesamte Leistung in der DC Gruppe kann prinzipiell aus den Komponenten des reinen Gleichanteils und des Wechselspannungsanteils nach (15) zusammengesetzt werden (jeweils eine Polarität)

$$P_{\text{DC}} = U_{\text{DC}} \cdot I_{\text{DC}}$$

$$P_{\text{AC}} = \sum_{k=1}^{h_{\text{max}}} U_k \cdot I_k \cdot \cos(\varphi_{U,k} - \varphi_{I,k}).$$

(19)

$$P_{\text{tot}} = P_{\text{DC}} + P_{\text{AC}}$$

Falls die Vertauschung aktiv ist, werden in analoger Weise alle Leistungen $P'(DC+)$ berechnet. Somit ergibt sich als Zuweisungsvorschrift für alle aufgezählten Leistungsgrößen am Beispiel von $P_{\text{tot}}(DC+)$

ohne Vertauschung

$$P_{\text{tot}}(DC+) \rightarrow P_{\text{tot}}(DC+)$$

(20)

mit Vertauschung

$$\left(\frac{P_{\text{tot}}(DC+) + P'_{\text{tot}}(DC+)}{2} \right) \rightarrow P_{\text{tot}}(DC+)$$

Ohne Vertauschung bleibt der jeweilige Leistungswert erhalten, und mit Vertauschung ergibt sich der Leistungswert als Mittelwert der beiden Ergebnisse. Mit allen anderen aufgezählten Leistungsgrößen ist in gleicher Weise zu verfahren.

Nun können analog zur beschriebenen Vorgehensweise (19) und (20) auch die Leistungen der negativen Polarität $P(DC-)$ und $P'(DC-)$ berechnet werden. Aus diesen individuellen Leistungen der Polaritäten (DC+ und evtl. DC-) wird nun die Summenleistung der DC-Gruppe berechnet. Die Berechnung hängt vom eingestellten System für DC (uni- oder bipolar) ab. Die Summenleistung der DC-Gruppe ist

unipolar

$$P_{\text{DC,ges}} = P_{\text{tot}}(DC+)$$

(21)

bipolar

$$P_{\text{DC,ges}} = P_{\text{tot}}(DC+) + P_{\text{tot}}(DC-)$$

Berechnung des Wirkungsgrades aus den Leistungen der AC und DC Gruppe

Der Wirkungsgrad ist abhängig von der Definition der Lastflussrichtung

Wirkungsgrad (AC → DC)

$$\eta_{\text{DC,AC}} = \frac{P_{\text{DC,ges}}}{P_{\text{AC,ges}}}$$

(22)

Wirkungsgrad (DC → AC)

$$\eta_{\text{AC,DC}} = \frac{P_{\text{AC,ges}}}{P_{\text{DC,ges}}}$$

Der relative Verlustfaktor ρ ist

$$\rho = 1 - \eta. \quad (23)$$

2.3.3 MESSWIDERSTÄNDE UND MESSVERSTÄRKER

Nach Bild 3 wird der zu kalibrierende Leistungsanalysator mit den zu prüfenden Spannungen und Strömen beaufschlagt. Präzise breitbandige Messwiderstände sind vorgesehen, die Prüfströme in die für das Dual 8-Kanal Messsystem notwendigen Spannungen umzusetzen. Hierzu werden dreiphasige Messwiderstände mit nominalen Stromstärken von 50 mA, 100 mA und 200 mA aufgebaut. Die Messwiderstände sind so bemessen, dass der Spannungsfall bei nominaler Stromstärke 1 V beträgt. Dies ist eine sinnvolle und bewährte Festlegung, da sich hier einerseits die Verlustleistung ($I^2 R$) in vernünftigen Grenzen hält, andererseits jedoch der Ausgangspegel noch ausreichend groß ist, um noch eine vernünftige Messunsicherheit bei Abtastung dieser Spannung zu erreichen. Die Messwiderstände werden mit 20 Ω SMD 2512 Widerständen [VISH4] mit einem TK von typisch unter 0,2 ppm/°C aufgebaut.

Nachfolgend ist das Design für den 100 mA Widerstand (10 Ω) erläutert, da dieser direkt für die Emulation des Sekundärstromes des nach Kapitel 3.3.2 zu kalibrierenden Stromwandler PSU200HF geeignet ist. Die Widerstände für 50 mA (20 Ω) und 200 mA (5 Ω) sind praktisch baugleich. Im Bild 17 ist der Aufbau des Messwiderstandes dargestellt. Die Stromzuführungen (I_m) erfolgen flächig über dem oberen und unteren Layer der zweilagigen Leiterplatte. Dies sorgt für eine geringe Induktivität. Zudem befindet sich der Spannungsabgriff (U_m) an einer mittigen Position in einem praktisch feldfreien Raum, da sich hier die Ströme oberhalb und unterhalb der Leiterplatte kompensieren. Dies sorgt für eine geringe Verkopplung (Gegeninduktivität) zwischen Strom und Messspannung.

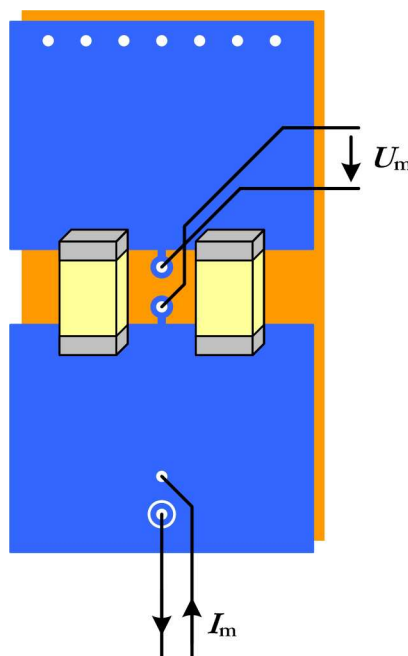


Bild 17: Geometrischer Aufbau des Messwiderstandes mit zwei Widerstandselementen. Durch Parallelschaltung zusätzlicher Widerstände auch für Ströme bis einige 100 mA geeignet. Der Spannungsabgriff ist praktisch feldfrei positioniert.

Die ermittelten Eigenschaften dieses dreiphasig ausgeführten Messwiderstandes sind in Tabelle 7 dargestellt. Messsystem ist das in Kapitel 3.2 beschriebene ratiometrische Messsystem VRS, mit welchem komplexe Spannungsverhältnisse nach Betrag und Phase ermittelt werden können. Referenz war ein $10\ \Omega$ Normalwiderstand mit bekannter Messabweichung und Zeitkonstante. Die Einzelwiderstände wurden vorher ausgemessen. Damit ist es möglich gewesen, die Messabweichung je aufgebautem Messwiderstand zunächst so zu legen, dass diese positiv sind. Durch Parallelschaltung eines zusätzlichen hochohmigen Widerstandselementes konnte so die sich insgesamt ergebende Messabweichung ε_Z auf nahezu Null abgeglichen werden. Im Ergebnis liegen nun die Widerstandswerte innerhalb $\pm 20\ \mu\Omega/\Omega$ bei ihrem Nominalwert.

Tabelle 7 Basiseigenschaften des dreiphasigen Messwiderstandes KR13-10 ($10\ \Omega$; 100 mA)

Name	I_{nom} ¹⁾	R_{nom}	ε_Z ^{2,3)} in $\mu\Omega/\Omega$	$U(\varepsilon_Z)$ in $\mu\Omega/\Omega$	T_Z in ns	$U(T_Z)$ in ns
(L1)	100 mA	10 Ω	-16,4	3,0	-0,6	2,5
KR13-10 (L2)			-11,8		-0,5	
(L3)			-0,7		-0,6	

¹⁾ Arbeitsbereich bis 140 % ($P_{\text{max}} = 1 \text{ W}$)

²⁾ abgeglichen mit hochohmigen Bypass (20.2.2013); Kalibrierwert gültig bei I_{nom}

³⁾ Unterschied im Bereich 50Hz... 20 kHz ist kleiner 5 $\mu\Omega / \Omega$

Die dem Phasenfehlwinkel des Messwiderstandes zuzuordnende Zeitkonstante liegt im Bereich von 0,5 ns (kapazitiv) - siehe hierzu die Definitionen nach Anhang 5.4.5b). Die Messunsicherheit für die Zeitkonstante von $\pm 2,5\ \text{ns}$ ($k=2$) ergab sich über die Messunsicherheit des verwendeten Referenzwiderstandes ($\pm 2\ \text{ns}$) und des VRS (etwa $\pm 0,3\ \mu\text{rad}$ bei 380 Hz). Zudem wurden die frequenzabhängigen Messabweichungen des Messwiderstandes bis 20 kHz überprüft. Hier wurden Unterschiede von höchstens $5\ \mu\Omega/\Omega$ zu den bei geringen Frequenzen ermittelten Werten beobachtet. Diese liegen jedoch im Bereich der MU des VRS und des Referenzwiderstandes.

Dem Bild 60 ist zu entnehmen, dass das Dual 8K Messsystem mit aktivierter in-situ Korrektur zwar integral über den vollen Aussteuerbereich von $\pm 10\ \text{V}$ nur geringe Messabweichungen von unter $\pm 100\ \mu\text{V}$ hat, jedoch wirken sich diese insbesondere bei geringen Gleichspannungen aus (vgl. Bild 25), da das Messsystem eine residuelle Offsetspannung im Bereich von $\pm 40\ \mu\text{V}$ aufweist. Da die Ausgangsspannung des Messwiderstandes bei nominal 1 V liegt, ergibt sich im 10 V Bereich des Messsystems bereits ein Nullpunktfehler von etwa $\pm 40\ \mu\text{V}/\text{V}$. Daher wird ein dreiphasiger Messverstärker zur Verstärkung der Ausgangsspannungen der dreiphasigen Messwiderstände vorgesehen.

Dieser sollte jedoch über sehr gute Eigenschaften unter Gleich- und Wechselspannungsbedingungen und eine sehr gute Linearität verfügen. Zusätzlich soll er den Rauschpegel des Messsystems von etwa $60\ \text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ nicht nennenswert erhöhen. Diese Forderung ist jedoch

leicht mit bipolaren Präzisionsverstärkern und ihren typischen Rauschspannungsdichte von etwa $3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ zu erfüllen.

Im Bild 18 ist die Topologie eines für die genannten Anforderungen geeigneten Designs eines Messverstärkers dargestellt. Ein Impedanzwandler F_1 puffert das Eingangssignal und treibt mit diesem Signal die Versorgungsspannung des Regelverstärkers A_M . Der schnelle Hilfsverstärker G_{aux} ist mit geringen Abweichungen ($< 0,1 \%$) auf die gewünschte Verstärkung $G_m = 1 + R_1/R_2$ des Messverstärkers eingestellt. Der Regelverstärker kann nun in seiner für ihn gleichaktfreien „Umgebung“ das Eingangssignal mit dem über R_1 und R_2 gebildeten Rückkopplungssignal vergleichen und geringe Abweichungen mit seiner vollen Leerlaufverstärkung ausregeln.

Zum Erreichen der HF Stabilität ist das Netzwerk R_3 - C_1 - R_4 vorgesehen. Dieses sorgt dafür, dass der Regelverstärker im Audibereich den vollen Durchgriff auf G_{aux} , bei hohen Frequenzen ($> 1 \text{ MHz}$) jedoch nur noch den Bruchteil R_3/R_4 aufweist. Die wesentlichen Pfade innerhalb des Messverstärkers sind mit dem von F_1 gepufferten Eingangssignal aktiv geschirmt. Dadurch wird eine sehr geringe Eingangskapazität, aber auch ein unbelastetes Teilungsverhältnis R_1/R_2 erreicht.

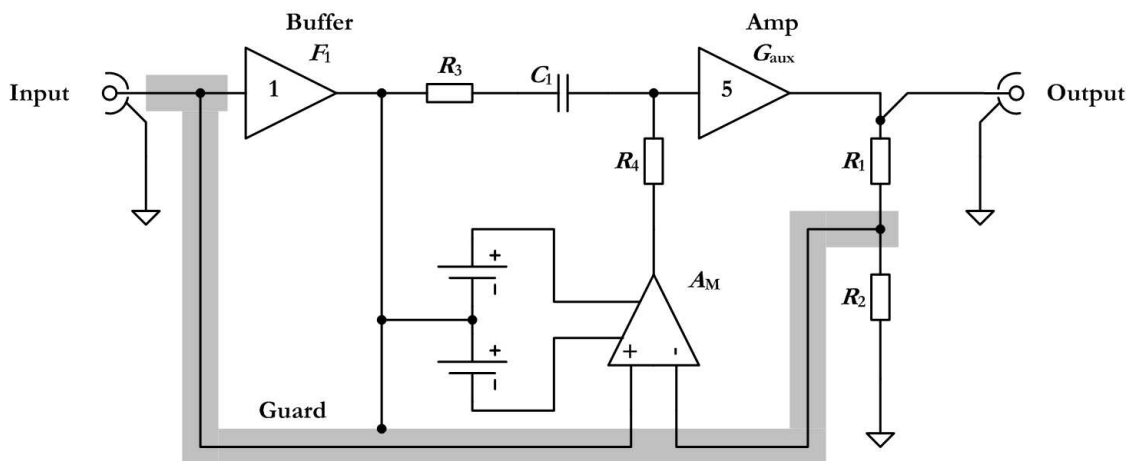


Bild 18: Topologie des Messverstärkers $G = 5$

Nachfolgend sind vereinfachend die den Messverstärker bei LF beschreibenden Gleichungen angegeben. Mit den vereinfachenden Festlegungen

$$\begin{aligned} G_n &= 1 + \frac{R_1}{R_2} \\ \underline{F}_1 &= 1 + \underline{\Delta}_1 \\ \underline{G}_{\text{aux}} &= G_n \cdot (1 + \underline{\Delta}_2) \end{aligned} \tag{24}$$

ergibt sich damit das Verhältnis der Ausgangs- zur Eingangsspannung zu

$$\frac{U_{\text{Out}}}{U_{\text{in}}} = G_n \cdot \frac{1 + \frac{\Delta_1}{A_M}}{1 + \frac{\Delta_2}{A_M}} \approx G_n \cdot \left(1 + \frac{\Delta_1 + \Delta_2}{A_M} \right). \quad (25)$$

Hierbei ist A_M die Leerlaufverstärkung des Regelverstärkers. Die Fehlerterme treten nur noch in der bei LF vernachlässigbaren Größenordnung Δ/A_M auf. Wie bereits einleitend dargestellt, hängt die Verstärkung damit also praktisch nur vom Verstärkungsfaktor $G_m = 1 + R_1/R_2$ der Widerstände ab (strenggenommen vom Impedanzverhältnis Z_1/Z_2), und nicht von den nichtidealen Eigenschaften der verwendeten Operationsverstärker.

Die Offsetspannung dieses Verstärkers hängt direkt von der Offsetspannung des Regelverstärkers V_{OS} und der Verstärkung G_m ab. Die auf den Ausgang bezogene Offsetspannung ist $G_m \cdot V_{\text{OS}}$. Als Regelverstärker wird der AD 8675 verwendet. Die typische Offsetspannung dieses bipolaren OPV ist 40 μV (max) mit einem TK von unter 0,6 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Der Biasstrom liegt bei unter 2 nA (typ. 500 pA). Damit sind in Verbindung mit den Messwiderständen im Bereich von unter 20 Ω (50 mA Bereich) zusätzliche Offseteffekte ($I_B \cdot R_m$) vernachlässigbar. Die zu erwartende ausgangsbezogene Offsetspannung liegt damit im Bereich von unter $\pm 200 \mu\text{V}$.

Es ist lediglich darauf zu achten, dass die Verstärkung G_m langzeit- und temperaturstabil bleibt, um nicht unerwartete und unbekannte Effekte in den Strommessungen zu haben. Durch die Verwendung von Präzisionswiderständen des Typs S102K [VISH3] sollte jedoch die Verstärkung einen TK von besser als 3 ppm/ $^\circ\text{C}$ aufweisen. Die Verstärkungsdrift sollte ebenfalls unter 5 ppm/Jahr bleiben, wobei in den ersten Jahren mit einer leicht erhöhten Drift zu rechnen ist.

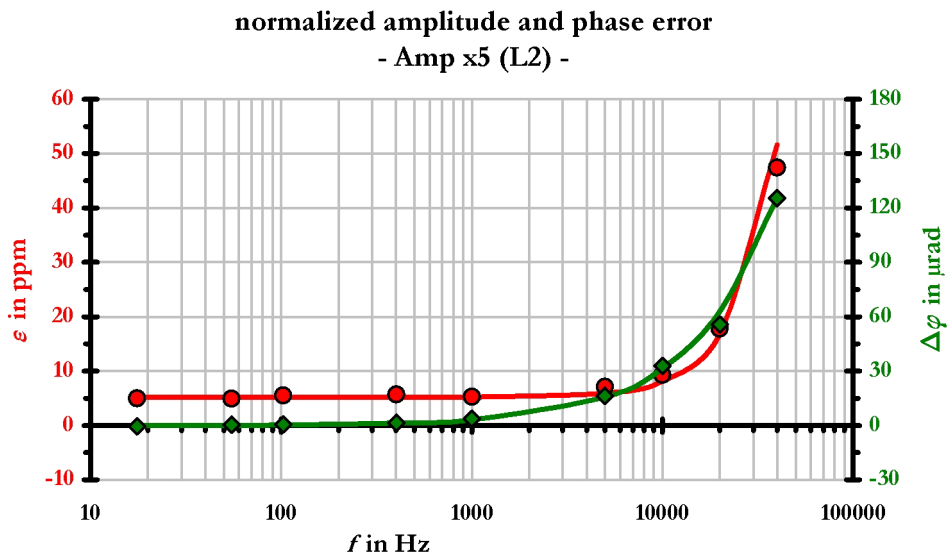


Bild 19: Frequenzgang nach Betrag (rot) und Phase (grün) des Messverstärkers L2 mit $G = 5$. Die Punkte stellen die Messwerte dar. Die Kurven repräsentieren jeweils ein einfaches Modell (siehe Text).

Die Ergebnisse der Untersuchung des Frequenzganges des Verstärkers mithilfe des ratiometrischen Messsystems VRS (vgl. Kapitel 3.2) ist in Bild 19 dargestellt. Die Messabweichung für geringe Frequenz (50 Hz oder DC) beträgt $\varepsilon_0 = +5 \mu\text{V/V}$ und wurde mit einer Messunsicherheit von $\pm 5 \mu\text{V/V}$ ermittelt (siehe MU des VRS im Anhang 5.5.3). Die bis 5 kHz auftreten frequenzabhängigen Amplitudenfehler sind praktisch vernachlässigbar. Oberhalb 5 kHz tritt ein Verlauf ein, der mit einem quadratischen Term, gemäß $\Delta\varepsilon(f) = a_2 \cdot f^2$, mit $a_2 = 29 \cdot 10^{-9}/\text{Hz}^2$ (Ergebnis in $\mu\text{V/V}$) beschreibbar ist. Die Phase kann mit einer Zeitkonstante von $T = +0,5 \text{ ns}$ beschrieben werden.

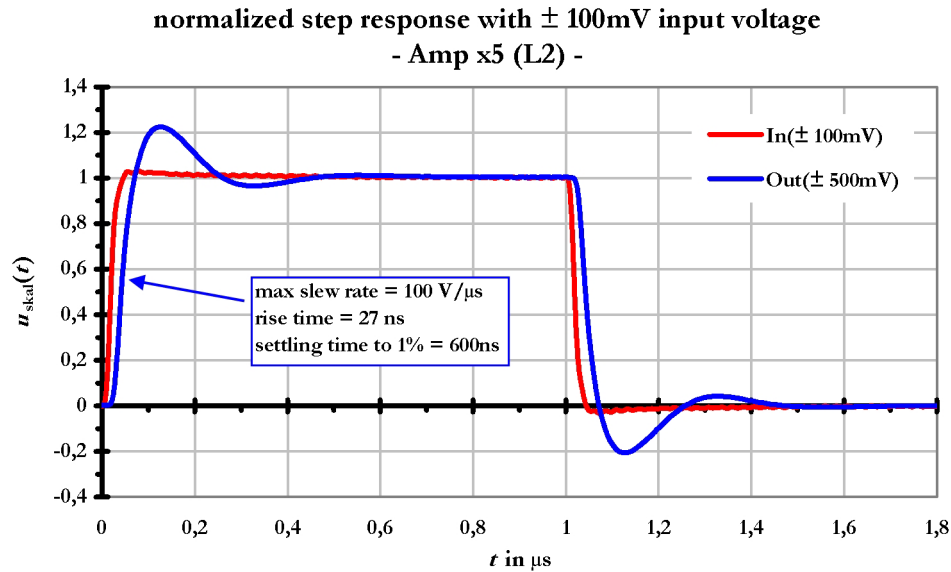


Bild 20: Sprungantwort des Messverstärkers L1 ($G = 5$)

Zur Charakterisierung der Impulstreue wurde die Sprungantwort des Messverstärkers ermittelt. Das Ergebnis ist im Bild 20 dargestellt. Der Verstärker ist mit der symmetrischen Slew Rate von $100 \text{ V}/\mu\text{s}$ ausreichend schnell für die Anforderung mit der Analog-Bandbreite von 20 kHz der zu testenden Umrichtersignale. Die Anstiegszeit beträgt 27 ns . Die Einschwingzeit für das Erreichen von 1% des Endwertes beträgt etwa 600 ns .

Die ausgangsbezogene Offsetspannung war für diesen Verstärker $+152 \mu\text{V}$ und liegt damit im Rahmen der abgeschätzten Eigenschaften. Sie ist mit Kurzzeitschwankungen von unter $\pm 3 \mu\text{V}$ sehr stabil. Die Untersuchung der Stabilität der über einen Zeitraum von etwa drei Tagen zeigte, dass sich die Verstärkung innerhalb eines Toleranzbandes von unter $\pm 2 \text{ ppm}$ driftfrei bewegte. Die Kombination Messwiderstand und Messverstärker kann somit zur Kalibrierung der Strompfade des Leistungsanalysators bei AC und DC verwendet werden. Hierbei ist lediglich die Offsetspannung des jeweiligen Messverstärkers zusammen mit dem achtkanaligen Messsystem zu ermitteln und zu kompensieren. Da die Komponenten Messwiderstände und Messverstärker abgeglichen sind, liegen deren Basisfehler derzeit unterhalb $\pm 20 \text{ ppm}$ für den Betragsfehler. Die Fehlwinkel können praktisch vernachlässigt werden. Die Messunsicherheiten der aufgebauten Widerstände und Messverstärker ergeben konservativ betrachtet etwa $\pm 10 \text{ ppm}$ für den Betrag und für die Phase von unter $\pm 5 \text{ ns}$.

2.3.4 CHARAKTERISIERUNG DES DUAL 8-K MESSSYSTEMS

Zur Beurteilung der Eigenschaften des Dual 8-K abtastbasierten Messsystems werden die grundlegenden Eigenschaften wie DC Linearität, Frequenzgang bei Wechselspannungen, aber auch Stabilität untersucht. Eine ausführlichere Darstellung der relevanten Ergebnisse ist im Anhang 5.2 gegeben.

Zusammengefasst ergeben sich folgende Eigenschaften für den wichtigen 10 V Bereich:

- DC Genauigkeit besser 80 μV (Offset besser 40 μV)
- AC Genauigkeit besser 20 $\mu\text{V/V}$ (zwischen 0,2 V_{rms} und 6 V_{rms})
- Frequenzgang des Digitalfilter des NI 5922 bis $0,37 f_s$ (entsprechend drei Samples pro Periode) kompensierbar (bis $f_s = 1 \text{ MHz}$)
- Phasenfehler innerhalb 10 μrad bei 50/60 Hz Signalen
- Kurvenformunabhängig bei stark verzerrten 50 Hz Signalen (besser 5 $\mu\text{V/V}$)
- Stabilität innerhalb 1 ppm nachgewiesen
- Stabilität der DC Referenz besser 5 ppm / Jahr nachgewiesen
- Genauigkeit der Quarz Referenz 10 MHz besser 2 ppm nachgewiesen

Aufgrund dieser ermittelten Charakteristika lässt sich ableiten, dass das Messsystem grundsätzlich geeignet ist, als breitbandiger Samplingstandard für Messgrößen wie die elektrische Wirkleistung unter Gleich- und Wechselstrombedingungen eingesetzt zu werden. Dies ist insbesondere vor dem Hintergrund zu betrachten, dass Messgrößen wie die elektrische Gleich- oder Wechselleistung mit diesem Messsystem nur über Berechnungen indirekt ermittelt werden. Sind also die Gleichungen für die Leistungen richtig in der Software programmiert, so kann davon ausgegangen werden, dass sich die erreichbare Genauigkeit für den Wirkungsgrad so verhält, wie es die oben angeführten Eigenschaften der ermittelten Gleich-, Wechselspannungen bzw. Abtastwerte rechnerisch zulassen. Dieses deterministische Verhalten wurde auch bereits mehrfach an abtastbasierten Sekundärstandards für die elektrische Wirkleistung nachgewiesen [RAE, MOH3].

Daher beschränkt sich die Charakterisierung des Dual 8-K Messsystems als Referenzstandard für elektrische Wirkungsgrade auf die Bewertung der elektrischen Wirkleistung unter Wechsel- und Gleichstrombedingungen und dem daraus berechneten Wirkungsgrad bei einigen wenigen Tests. Bei diesen Tests wird mit einer zweikanaligen Gleichspannungsquelle hoher Stabilität und einem kalibrierten Gleichspannungsvoltmeter, sowie dem Wechselleistungsnorm (Schwestersystem) ein Wirkungsgrad von 95 % emuliert. Dabei entspricht die DC Leistung der Ausgangsleistung eines Umrichters. Variiert wird im ersten Test nach Bild 21 der Phasenwinkel zwischen -30° und $+30^\circ$ bei konstant $U_{\text{ac}} = 3 \text{ V}$ und $P = 5 \text{ W}$ (stromäquivalent zur nominalen Kalibrierstromstärke, vgl. Kapitel 2.3.3). Die Gleichspan-

nung wird dabei auf $U_{DC} = 3 \text{ V}$ eingestellt. Der Gleichstrom wird so eingestellt, dass sich ein Wirkungsgrad von 95 % ergibt. Zusätzlich wird ein Phasenwinkel von 180° getestet (Umkehr des Energieflusses). Die Ergebnisse zeigen eine Übereinstimmung innerhalb von $\pm 20 \cdot 10^{-6}$ für den vom Dual 8-K Messsystem ermittelten Wirkungsgrad.

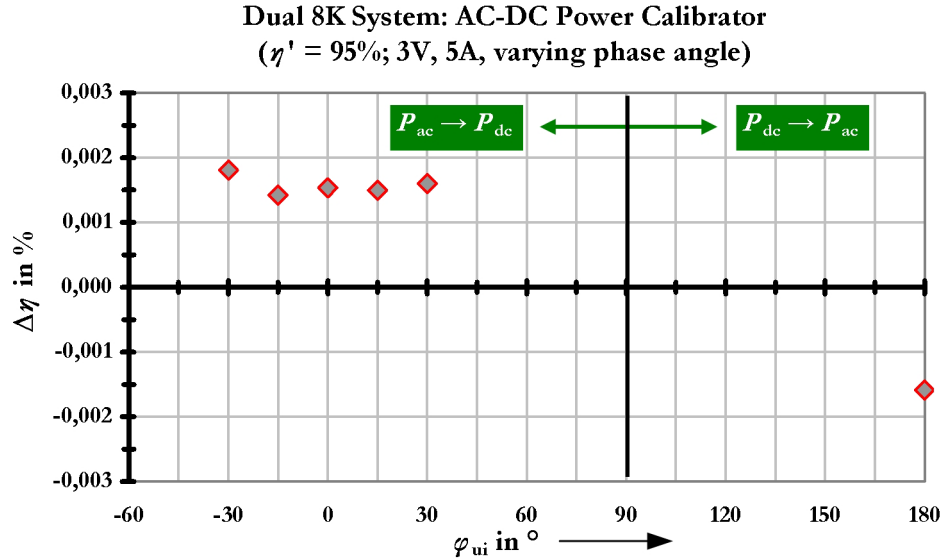


Bild 21: Verifizierung des Dual 8K Messsystems als AC-DC Wirkungsgrad-Kalibrator. Der emulierte Wirkungsgrad eines Umrichters ist 95 %. Die Untersuchung zeigt die festgestellten Abweichungen bei nominaler Spannung von 3 V und einer nominaler Stromstärke von 5 A (entsprechend 5 V). Variiert wird der Phasenwinkel.

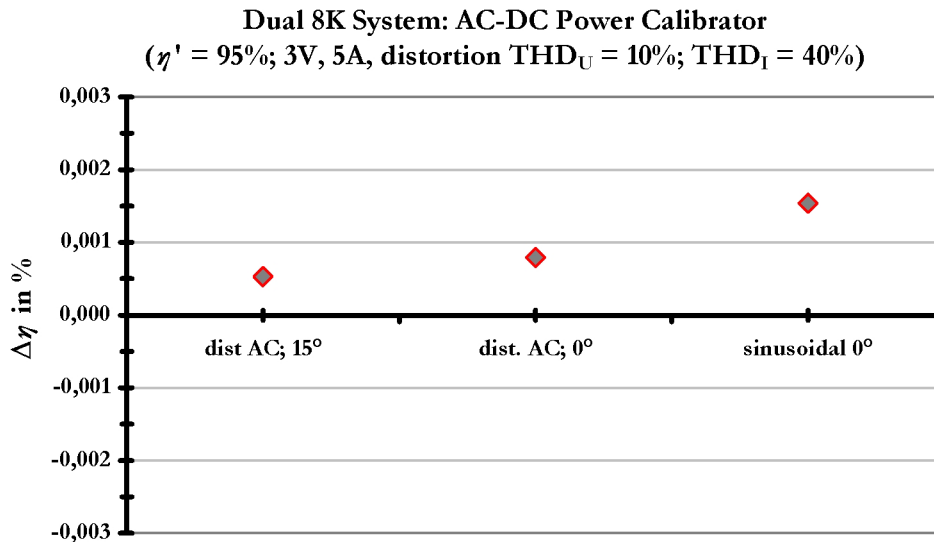


Bild 22: Verifizierung des Dual 8K Messsystems als AC-DC Wirkungsgrad-Kalibrator. Die festgestellten Abweichungen zeigen den Unterschied zwischen sinusförmigen und verzerrten Kurvenformen (3. Harmonische; $\text{THD}_U = 10\%$; $\text{THD}_I = 40\%$) der Wechselgrößen. Die Gleichspannungsseite ist nicht verzerrt.

Der nächste Test nach Bild 22 zeigt die Ergebnisse der Verifikation für den Wirkungsgrad bei verzerrter Spannung (10 % THD) und Strom (40 % THD). Hier wird die Messung bei sinusförmigen Größen, den Messungen bei verzerrten Größen sowie Winkeln von 15° und 0° gegenübergestellt. Die Messabweichung für den Wirkungsgrad des Dual 8-K Messsystems liegt dabei im Bereich von $+5 \cdot 10^{-6}$ bis $+15 \cdot 10^{-6}$.

Die nächste Untersuchung soll die Stabilität des Gesamtsystems inklusive der Erzeugung mit dem 8-Kanal Erzeuger, dem Stromverstärker, den Messwiderständen und zugehörigen Messverstärkern, sowie dem Dual 8K Messsystem im Zusammenspiel zeigen.

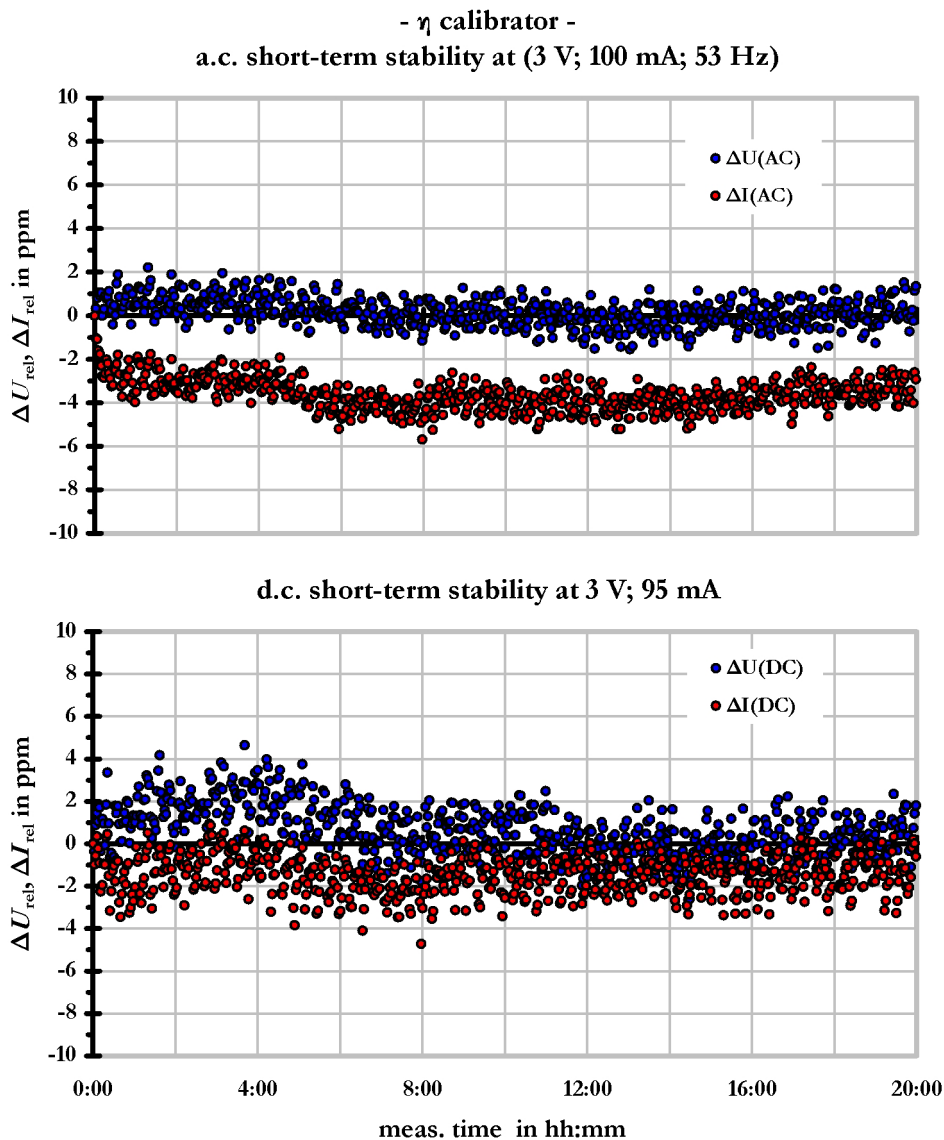


Bild 23: Stabilität des Wirkungsgrad-Kalibrator. Emuliert wird ein Wirkungsgrad von etwa 95 % mithilfe der 3 V - 100 mA wechselstromseitig, und 3 V - 95 mA gleichstromseitig erzeugten Signale. Dargestellt ist die Stabilität des erzeugten und gemessenen Wechselstromes (oberes Bild), bzw. Gleichstromes (unteres Bild).

Dazu wird mithilfe der Wechselspannung von 3 V und dem Wechselstrom von 100 mA bei 53 Hz, sowie der Gleichspannung von 3 V und dem Gleichstrom von 95 mA ein Wirkungsgrad von etwa 95 % emuliert. Die Ergebnisse sind im Bild 23 relativ zu den ersten gemessenen Werten (Anfangswerte) dargestellt. Der Messzeitraum umfasst acht Stunden. Ein Wert repräsentiert den Mittelwert von etwa zwei Minuten. Dabei liegt die Stabilität innerhalb eines Bandes von $\pm 5 \cdot 10^{-6}$. Die Streuung, bzw. das Rauschen ist unter $\pm 1,5 \cdot 10^{-6}$ für AC (min-max). Bei DC ist dieses Rauschen mit etwa $\pm 2,5 \cdot 10^{-6}$ (min-max) etwas höher. Dies kann mit der für DC zu berücksichtigenden Offsetstabilität aller Komponenten erklärt werden. Dieses hervorragende Ergebnis für die Spannungs- und Stromsignale zeigt letztlich, dass die Optimierung aller einzelnen Komponenten (Filter, Transkonduktanzverstärker, Messwiderstand und Messverstärker, 8-Kanal Controller) erfolgreich war. Im Ergebnis dieser Wirkungsgrad-Emulation ergibt sich die im Bild 24 dargestellte Stabilität des so erzeugten und gemessenen Wirkungsgrades von unter $\pm 6 \cdot 10^{-6}$ (min-max).

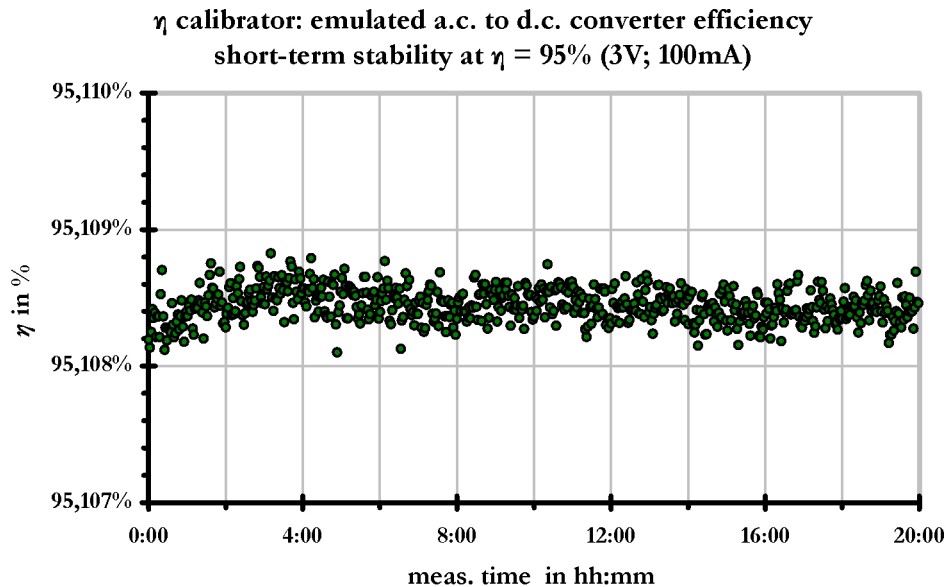


Bild 24: Stabilität des mit dem Wirkungsgrad-Kalibrator emulierten Wirkungsgrades von 95 %.

Abschließend sind im Bild 25 die Ergebnisse für die Messabweichung der Gleich- und Wechselströme bis 5 A (entsprechend 5 V), sowie die Messabweichungen für den Wirkungsgrad gezeigt. Dabei zeigt sich, dass die relativen Messabweichungen bei verschiedener Aussteuerung des Wechselstromes von 0,25 A bis 5 A im Bereich von $\pm 15 \cdot 10^{-6}$ liegen. Bei Betrachtung der Aussteuerungsabhängigkeit des Gleichsignals erkennt man einen $1/x$ -förmigen Verlauf der Messabweichungen. Dies deutet auf einen residuellen DC Offset im Dual 8-K Messsystem hin. Dieser wurde auch bereits nachgewiesen (vgl. Bild 60). Jedoch kann auch hier festgehalten werden, dass für den Arbeitsbereich zwischen 1 V und 10 V des Dual 8-K Messsystems der Wirkungsgrad mit einer Abweichung von unter $\pm 0,003\%$ gemessen werden kann.

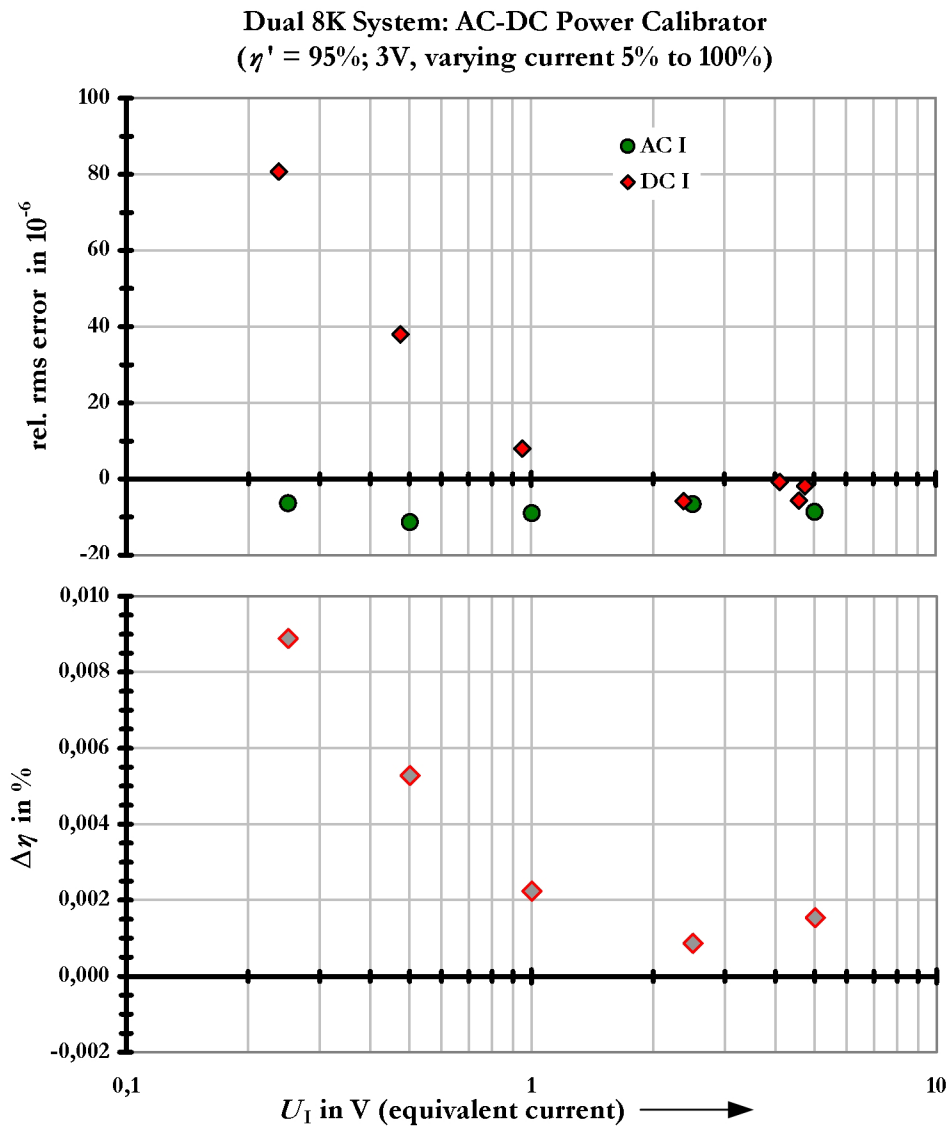


Bild 25: Verifizierung des Dual 8K Messsystems als AC-DC Wirkungsgrad-Kalibrator. Variiert wird der Strom des emulierten Umrichters. Das obere Bild zeigt die relativen Messabweichungen des gemessenen Gleich- und Wechselstromes. Das untere Bild zeigt die zugehörige Messabweichung des emulierten Wirkungsgrades von 95 %.

Basierend auf diesen Erkenntnissen, den ermittelten Basiseigenschaften des Dual-8K Messsystems nach Anhang 5.2, sowie den kalibrierten Eigenschaften der Messwiderstände und Messverstärker nach Kapitel 2.3.3 lassen sich Messunsicherheiten separat für

- die Spannung $U_{AC,8K}$ an den Eingangsklemmen des Messsystems
- die Spannung $U_{DC,8K}$ an den Eingangsklemmen des Messsystems
- die Wechselleistung P_{AC} (mit Strom- und Spannungssensoren)
- die Gleichleistung P_{DC} (mit Strom- und Spannungssensoren)

- den Wirkungsgrad $\eta = P_{AC}/P_{DC}$

ableiten. Die Modellgleichungen und die Messunsicherheitsbudgets, sowie die sich daraus ergebenden Messunsicherheiten für die oben aufgezählten Messgrößen sind ausführlich im Anhang 5.5.2 dargestellt.

Im Wesentlichen ergeben sich zusammengefasst für die Situation einer Kalibrierung eines Leistungsanalysators mit 3 V und 100 mA beispielhaft folgende Messunsicherheiten

- $U(U_{AC,8K}) = \pm 20 \mu V/V$ ($k=2$)
- $U(U_{DC,8K}) = \pm 20 \mu V/V$ ($k=2$)
- $U(P_{AC}) = \pm 42 \mu W/VA$ ($k=2$)
- $U(P_{DC}) = \pm 37 \mu W/W$ ($k=2$)
- $U(\eta) = \pm 40 \cdot 10^{-6}$ ($k=2$).

Unter Berücksichtigung der in Bild 21 bis Bild 25 gezeigten Ergebnisse werden diese nun durch die hier angegebenen Messunsicherheiten unterstützt. So ergaben sich beispielsweise bei 3 V Messabweichungen von $10 \mu V/V$ (AC oder DC). Die berechnete Unsicherheit des Dual-8K Messsystems ist jedoch $\pm 20 \mu V/V$. Der Wirkungsgrad wurde unter verschiedenen Konstellationen mit Messabweichungen von unter $20 \cdot 10^{-6}$ ermittelt. Die Unsicherheit des Dual-8K Messsystems wird hier jedoch mit $\pm 40 \cdot 10^{-6}$ berechnet. Es kann daher davon ausgegangen werden, dass die berechneten Messunsicherheiten vernünftig sind.

3 MESSSYSTEME FÜR DIE AC CHARAKTERISIERUNG DER STROM- UND SPANNUNGSSSENSOREN

Die üblicherweise im Bereich der Energiemesstechnik eingesetzten, konventionellen Messwandler weisen im Falle der Stromwandler nominale Sekundärströme von entweder 1 A bzw. 5 A, oder im Falle der Spannungswandler nominale Sekundärspannungen im Bereich von 100 V auf. Hierfür existieren bereits langjährig etablierte Messeinrichtungen [RAM1, RAM2] und zugehörige Normalwandler. Wie jedoch einleitend in Kapitel 1.1 herausgestellt wurde, sind für die im Rahmen dieser Arbeit vorgesehenen breitbandigen Strom- und Spannungswandler neue Messsysteme zu entwickeln, mit denen die notwendigen Kalibrierungen durchgeführt werden können. Die Notwendigkeit ergibt sich sowohl aus der Betriebsweise, den sekundären Größen und deren Pegeln, als auch aus dem Frequenzbereich. Die hier eingesetzten „Wandler“ lassen sich als analoge nichtkonventionelle Wandler klassifizieren, da hier Sekundärgrößen entweder Spannungen im Kleinsignalebereich einiger Volt, oder aber Ströme im Bereich unterhalb 1 A sind. Insbesondere bei den „Stromwandlern“ kann nun die Ausgangsgröße auch eine Spannung sein.

Die Prinzipien zur Kalibrierung dieser Sensoren lassen sich jedoch zum Teil vorteilhaft von der konventionellen Wandlernesstechnik übernehmen. Hier wird beispielsweise aufgrund des hohen Dynamikbereiches der zu prüfenden Primärspannungen oder -ströme, welche typischerweise bei technischen Frequenzen um 50/60 Hz im Bereich von einigen Ampere bis in den höheren kA-Bereich, bzw. von einigen 100 V bis einigen 100 kV liegen, der Vergleich mit bekannten Normalwandlern durchgeführt. Nach der in Bild 26 dargestellten prinzipiellen Messanordnung zur Kalibrierung eines Stromwandlers reduziert sich dann die Messung auf einen Vergleich der Sekundärströme beider Wandler.

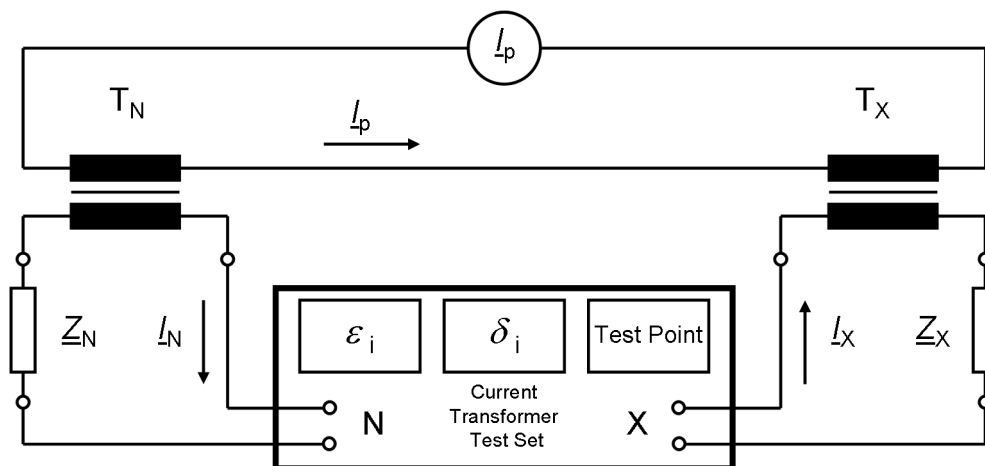


Bild 26: Prinzipielle Anordnung zur Bestimmung der Stromwandlerrmessabweichung [RAM1]

Hierbei ist T_N der Normalstromwandler (Index N) und T_X der zu kalibrierende Stromwandler (Index X). Ein Stromerzeuger treibt primärseitig den sinusförmigen Strom I_p

durch die beiden Wandler. Die Sekundärströme I_N und I_X werden einer Stromwandlermessbrücke zugeführt. Die in den Sekundärstromkreis eingefügten Impedanzen Z_N und Z_X stellen die geforderte Bebürdung der beiden Wandler dar.

Analog zum beschriebenen Verfahren zur Kalibrierung eines Stromwandlers arbeitet das Verfahren zur Kalibrierung eines Spannungswandlers. Hier ist lediglich anstelle des Primärstromes eine Primärspannung U_p parallel zum Normalwandler T_N und zum zu kalibrierenden Wandler T_X angeschlossen. Die Sekundärgrößen sind nun die Spannungen U_N und U_X . Diese werden, unter Berücksichtigung der korrekten Bebürdung einer Spannungswandlermessbrücke zugeführt. Aufgrund dieser Ähnlichkeit der Messtechnik für Strom- und Spannungswandler, sind nachfolgend der Stand der Technik, sowie die hier vorgestellten Neuerungen in Bezug auf Strom- und Spannungssensoren am Beispiel des Stromwandlers dargestellt.

Für die Bestimmung der Messabweichungen $\varepsilon_{i,x}$ und $\delta_{i,x}$ des Wandlers T_X nach Betrag und Phase mithilfe der Messbrücke kommen nun prinzipiell zwei Messverfahren in Frage. Im linken Teil vom Bild 27 ist das Zeigerdiagramm der Sekundärströme I_N und I_X dargestellt.

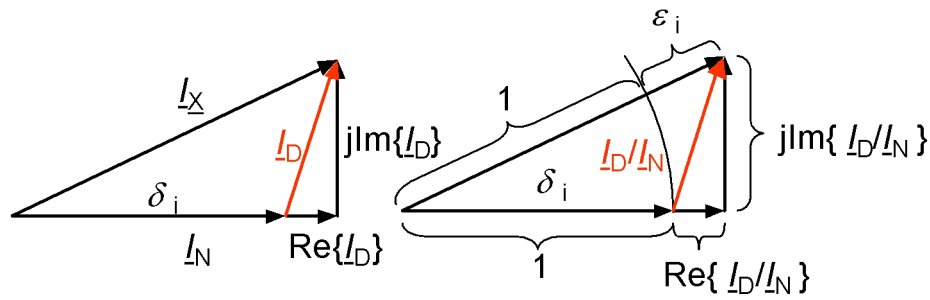


Bild 27: Zeigerdiagramm der Sekundärströme [RAM1]

Die Stromdifferenz I_D bildet dabei den Unterschied, d.h. den Fehlerstrom von T_X in Bezug auf T_N ab. Weisen die beiden Wandler die gleiche nominale Übersetzung K_n auf, so ist dieser Differenzstrom eine sehr kleine Messgröße im Bereich von einigen μA bis einigen mA . Das erste Messverfahren ist daher ein Differenzverfahren und ist in der Wandlermesstechnik für konventionelle Wandler ein sehr weit verbreitetes Verfahren. Hiermit lassen sich sehr genaue Messbrücken [RAM1] mit Messunsicherheiten im Bereich von $0,1 \mu A/A$ (bzw. μrad) aufbauen. Im rechten Teil vom Bild 27 ist das auf den Strom I_N normierte Zeigerdiagramm dargestellt. Sehr anschaulich lassen sich hieraus die von der Brücke zu ermittelnden Messabweichungen ε_i und δ_i nach Betrag und Phase ableiten. Mithilfe der als bekannt vorausgesetzten Messabweichungen des Referenzwandlers T_N ergibt sich letztlich für die Messabweichungen $\varepsilon_{i,x}$ und $\delta_{i,x}$ von T_X

$$\begin{aligned} \varepsilon_{i,x} &= \varepsilon_i + \varepsilon_{i,N} \\ \delta_{i,x} &= \delta_i + \delta_{i,N} \end{aligned} \quad (26)$$

Diese Brücken sind jedoch oftmals transformatorisch gekoppelt, sodass hier Unsicherheiten zu erwarten sind, wenn beispielsweise ein geringer Gleichstrom dem Wechselstrom I_X überlagert ist. Dies wäre der Fall, wenn gleichstromfähige Stromwandler für Wechselströme kalibriert würden. Solche gleichstromfähigen Stromwandler werden jedoch im Rahmen dieser Arbeit als breitbandige Sensoren sowohl auf der Gleich-, als auch auf der Wechselstromseite des Umrichters (Vgl. Bild 1) eingesetzt.

Darüber hinaus treten mit Brückenverfahren zusätzliche Schwierigkeiten auf, wenn die Übersetzungen K_{ni} der beiden Wandler unterschiedlich sind. In diesem Fall sind die Sekundärströme stark unterschiedlich, und der Differenzstrom ist nun keine kleine Messgröße mehr. Hier lässt sich nun vorteilhaft eine andere Messmethode einsetzen. Dieses zweite, direkte Messverfahren [LATZ, MOH2, MOH5] beruht auf der Bestimmung komplexer Wechselspannungsverhältnisse, und ist prinzipiell im Bild 28 dargestellt.

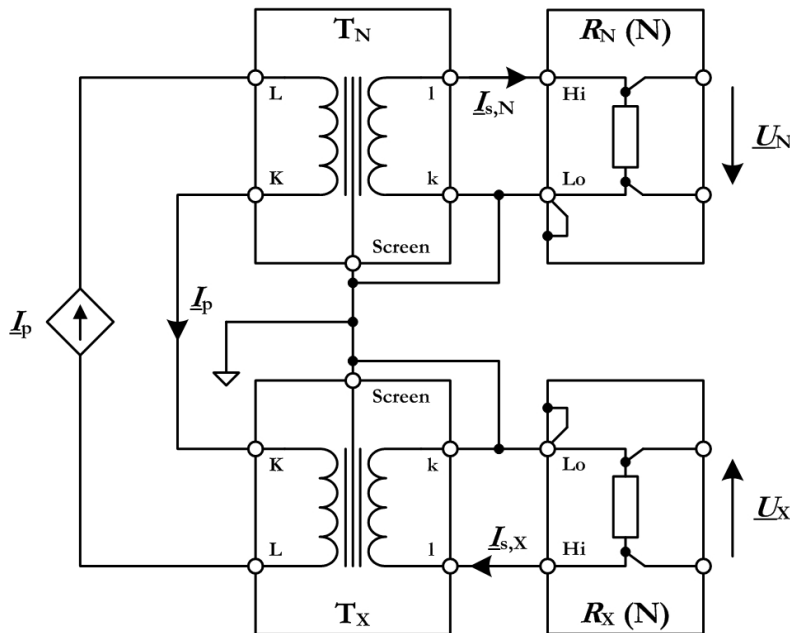


Bild 28: Ratiometrisches Verfahren zur Bestimmung der Stromwandlerrmessabweichung

Hierbei ist T_N wieder der Normalstromwandler und T_X der zu kalibrierende Stromwandler. Ein Stromerzeuger treibt primärseitig den Prüfstrom I_p durch die beiden Wandler. Die Sekundärströme $I_{s,N}$ und $I_{s,X}$ werden jeweils den kalibrierten Messwiderständen mit den Impedanzen Z_N und Z_X zugeführt. Hier ist darauf zu achten, dass die zulässige Beibürdung für die Wandler eingehalten wird. Ein hochauflösendes, ratiometrisches Messverfahren (nicht gezeichnet) hat nun die Aufgabe aus den Spannungen U_N und U_X die Messabweichungen von T_X zu bestimmen. Über das komplexe Stromverhältnis $E_i = I_s/I_p$ des Stromwandlers und der Impedanz $Z = U/I$ des Messwiderstandes ergibt sich allgemein der Übertragungsfaktor eines so betriebenen Strom-Spannungswandlers aus dem Verhältnis $E_{iu} = U_s/I_p = E_i \cdot Z$. Unter Berücksichtigung dieser Zusammenhänge ergibt sich das Spannungsverhältnis $E_{iXN} = U_X/U_N$ und der zu bestimmende Übertragungsfaktor $E_{i,X}$ zu

$$\begin{aligned}\underline{\Gamma}_{\text{XN}} &= \frac{\underline{U}_{\text{X}}}{\underline{U}_{\text{N}}} = \frac{\underline{I}_{\text{p}} \cdot \underline{F}_{\text{i,X}} \cdot \underline{Z}_{\text{X}}}{\underline{I}_{\text{p}} \cdot \underline{F}_{\text{i,N}} \cdot \underline{Z}_{\text{N}}} = \frac{\underline{F}_{\text{i,X}} \cdot \underline{Z}_{\text{X}}}{\underline{F}_{\text{i,N}} \cdot \underline{Z}_{\text{N}}} \\ \Rightarrow \underline{F}_{\text{i,X}} &= \underline{\Gamma}_{\text{XN}} \cdot \underline{F}_{\text{i,N}} \cdot \frac{\underline{Z}_{\text{N}}}{\underline{Z}_{\text{X}}}\end{aligned}\quad (27)$$

Die Wandlermessabweichung ist nach Betrag und Phase so mit dem Übertragungsfaktor \underline{E} verknüpft, dass

$$\underline{F}_{\text{i}} = \frac{1 + \varepsilon_{\text{i}}}{K_{\text{ni}}} \cdot e^{j\delta_{\text{i}}}.\quad (28)$$

Durch Einsetzen ergibt sich nun

$$\begin{aligned}\varepsilon_{\text{i,X}} &= |\underline{\Gamma}_{\text{XN}}| \cdot \frac{|\underline{Z}_{\text{N}}|}{|\underline{Z}_{\text{X}}|} \cdot \frac{K_{\text{ni,X}}}{K_{\text{ni,N}}} \cdot (1 + \varepsilon_{\text{i,N}}) - 1 \\ \delta_{\text{i,X}} &= \arg\{\underline{\Gamma}_{\text{XN}}\} + \arg\{\underline{Z}_{\text{N}}\} - \arg\{\underline{Z}_{\text{X}}\} + \delta_{\text{i,N}}\end{aligned}\quad (29)$$

Somit ist die zu bestimmende Wandlermessabweichung auf die Impedanzen \underline{Z}_{N} und \underline{Z}_{X} , sowie dem gemessenen Spannungsverhältnis $\underline{\Gamma}_{\text{XN}}$ rückführbar. Bei dem hier dargestellten Messverfahren werden stillschweigend komplexe Spannungen und Ströme für die Grundswingungskomponenten eingeführt. Die Bestimmung dieser beruht auf dem Abtasten der Spannungssignale $u_{\text{X}}(t)$ und $u_{\text{N}}(t)$. Eine mit den Abtastwerten $u_{\text{X}}(v)$ und $u_{\text{N}}(v)$ durchgeführte DFT ermittelt die Grundswingungskomponenten nach Betrag ($|\underline{U}_{\text{X}}|$, $|\underline{U}_{\text{N}}|$) und Phase ($\arg\{\underline{U}_{\text{X}}\}$, $\arg\{\underline{U}_{\text{N}}\}$). Minimale Voraussetzung für die Richtigkeit der berechneten Grundswingungskomponenten ist natürlich die Einhaltung des Abtasttheorems, d.h. Abtastung von mehr als zwei Samples je Periode der höchsten im Signalspektrum vorkommenden Frequenz, sowie eine Abtastdauer von mindestens einer Periode der Grundswingung.

Dieses ratiometrische Messverfahren, bei denen die Sekundärgrößen direkt über IU Konverter (z. B. Messwiderstände) gemessen werden, ist somit geeignet, Messabweichungen von Stromwandlern zu bestimmen. Dieses Verfahren ist bei entsprechender Anpassung der Sekundärspannungen von Spannungswandlern an die Spannungsbereiche des ratiometrischen Messsystems ebenso für die Kalibrierung von Spannungswandlern und allgemeiner, Strom- und Spannungssensoren geeignet. Die hier vereinfacht dargestellten Zusammenhänge zur Kalibrierung dieser Sensoren sind nicht nur für Frequenzen um 50 Hz, sondern auch über den Audiofrequenzbereich hinaus ausdehnbar. Voraussetzung sind natürlich geeignete Normale mit bekannten Messabweichungen und ein ratiometrisches Messsystem mit ausreichender Genauigkeit und Bandbreite, wie es in den folgenden Kapiteln beschrieben wird. Mit diesem System könnten dann auch die Normale in einer Aufbaumessung (Step-up Verfahren) kalibriert werden, wenn deren frequenzabhängige Messabweichungen nicht nach Betrag und Phase bekannt sind.

3.1 ANPASSUNG DES RATIOMETRISCHEN MESSSYSTEMS „RAM-SYS“ ALS HERZSTÜCK FÜR EINE MESSEINRICHTUNG FÜR STROM- UND SPANNUNGSWANDLER

Das für den wichtigen Frequenzbereich um 50/60 Hz eingesetzte **ratiometrische Messsystem** „RaMSys“ [RAM3] ist Grundlage für das Leistungsnormale der PTB. Das auf die Kernkomponenten beschränkte System ist zur Übersicht im Bild 29 dargestellt.

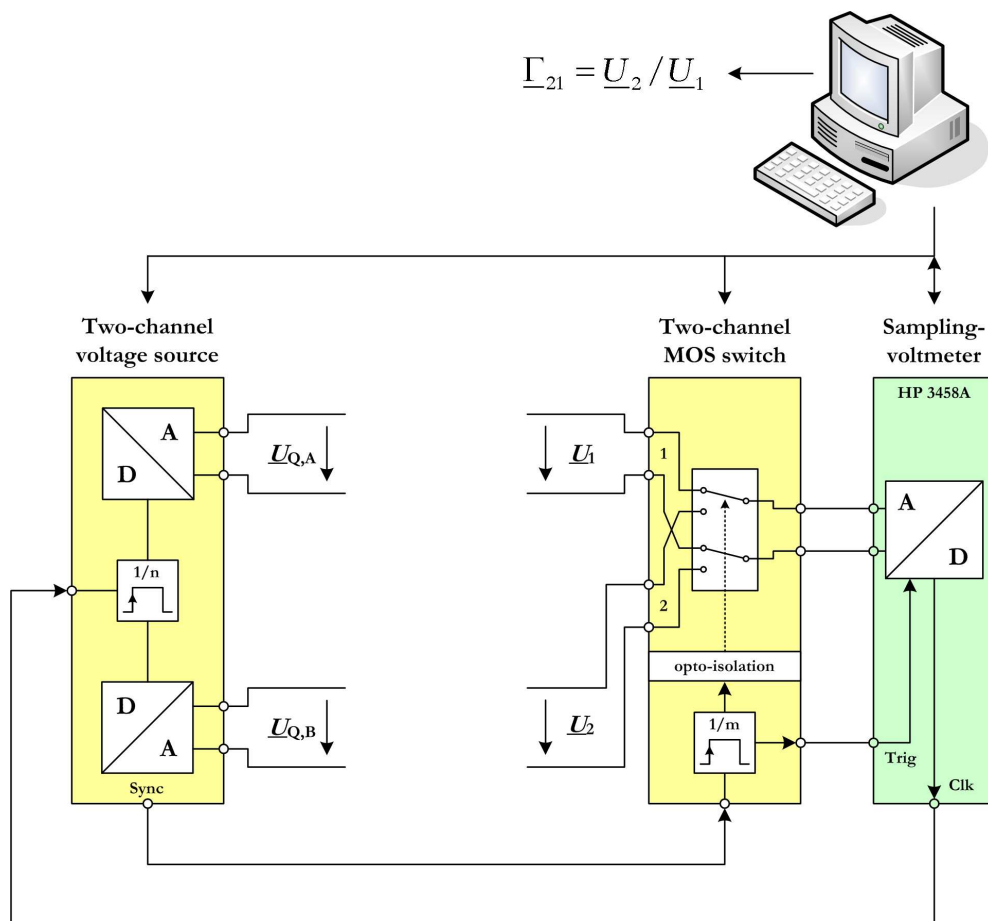


Bild 29: Übersicht des ratiometrisches Messsystems „RaMSys“

Eine programmierbare Wechselspannungsquelle („Two-channel voltage source“) mit einer Auflösung von 16 Bit erzeugt Spannungen $U_{Q,A}$ und $U_{Q,B}$ im Kleinsignalbereich. Im Bereich der hier vorgestellten Wandlermesstechnik wird nur eine dieser Spannungen zur weiteren Signalerzeugung benötigt. Mithilfe eines geeigneten nachgeschalteten analogen Leistungsverstärkers werden die Prüfgrößen erzeugt und dem zu prüfenden Wandler sowie dem Normalwandler zugeführt (nicht im Bild gezeigt). Die ratiometrische Erfassung der Spannungen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 erfolgt mittels 2-Kanal Umschalter („Two-channel MOS switch“) und einem Samplingvoltmeter („HP 3458A“). Das Voltmeter ist über einen gemeinsamen Referenztakt mit der PDWQ synchronisiert. Die daraus resultierende Synchronisierung der Abtastparameter auf die erzeugte Signalfrequenz führt zu einer phasenstarken Betriebsweise und erlaubt geringe Messunsicherheiten [RAM3, IHL1] für die abgetasteten Spannungen.

gen, bzw. deren komplexe Spannungsverhältnisses [IHL2] im 10^{-6} Bereich. Ein an das Messsystem angeschlossener Rechner steuert das Messsystem und das Abtastvoltmeter, liest die Abtastwerte aus, und berechnet über die DFT die komplexen Spannungsspektren \underline{U}_1 und \underline{U}_2 und daraus das komplexe Spannungsverhältnis $\underline{L}_{21} = \underline{U}_2/\underline{U}_1$ für die Grundschwingungsfrequenz.

Der Abtastvorgang ist beispielhaft im Bild 30 dargestellt. Hier werden die beiden sinusförmigen Spannungen $u_1(t)$ und $u_2(t)$ mit einer Abtastrate von $N_{\text{Per}} = 16$ Samples abgetastet. Der Umschalter ist selbst auf eine Umschaltperiode von $m_{\text{Switch}} = 8$ Perioden eingestellt. Dadurch ergibt sich eine gesamte Samplingdauer von jeweils 4 Perioden für die Spannungen $u_1(t)$ und $u_2(t)$. Die Anzahl der zu entfernenden Samples nach einer Umschaltung beträgt $n_1 = 16$ (entsprechend 1 Periode). Die Anzahl der genutzten Perioden beträgt $M = 2$ Perioden. Damit ergibt sich automatisch, dass die Anzahl der zu entfernenden Samples vor einer Umschaltung $n_2 = 16$ (entsprechend 1 Periode) beträgt. Das Entfernen von Samples aus dem aufgezeichneten Datensatz vor und nach einem Umschaltvorgang ist einerseits notwendig, um Einschwingvorgänge, hervorgerufen durch das Umschalten selbst, aus dem benutzten Datensatz auszublenden. Andererseits werden hiermit die nur mit binärer Anzahl von einstellbaren Umschaltperioden m_{Switch} des Schalters ausgeglichen.

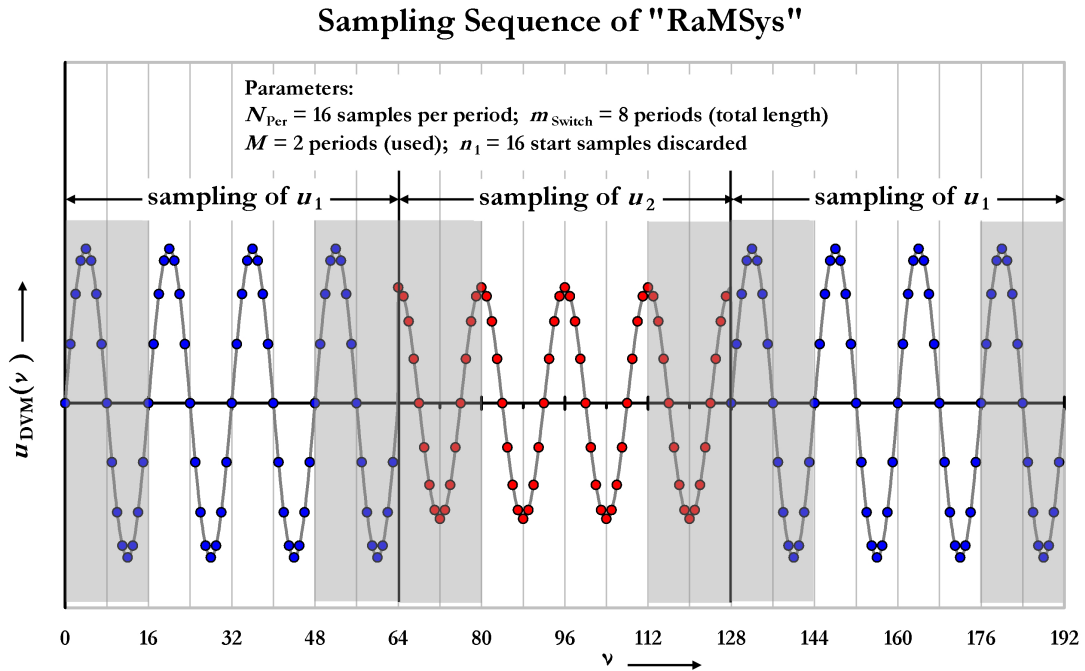


Bild 30: Abtastsequenz im ratiometrisches Messsystems „RaMSys“

Die weitere Berechnung der Messabweichungen von Spannungs- oder Stromwandlern aus dem so ermittelten komplexen Verhältnis erfolgt dann sinngemäß nach (27).

Für energietechnisch relevante Frequenzen um 50/60 Hz liegt die Messunsicherheit für das komplexe Verhältnis im besten Fall bei unter $1,5 \cdot 10^{-6}$ (bzw. μrad) [IHL2] und gilt für

Spannungsverhältnisse im Bereich von etwa 1 : 3 sowie Spannungen im Volt-Bereich. Die Abtastraten für günstige Messunsicherheiten liegen aufgrund der integrierenden Betriebsweise des Samplingvoltmeters im Bereich von höchstens einigen kHz, d.h. etwa 20... 40 Samples pro Periode. Bei höheren Abtastraten sind Verschlechterungen in Kauf zu nehmen, da das DVM dann nur noch mit verringerter effektiver Auflösung arbeitet.

Im allgemeinen Fall, bei dem das Verhältnis auch ungünstigere Werte im Bereich von über 1 : 10, und bei Spannungen im Bereich ab 10 mV aufweisen kann, erhöht sich zwar die Messunsicherheit, jedoch liegt diese immer noch unterhalb von etwa 10^{-5} . Hierzu werden die zur Verfügung stehenden Messbereiche des DVM von 100 mV, 1 V sowie 10 V automatisch auf den Spitzenwert des jeweils letzten gemessenen Datensatzes optimal angepasst. Die sehr gute Messunsicherheit des Systems erklärt sich aus der Verwendung nur eines DVM, welches alternierend die Spannungen im selben Spannungsmessbereich abtastet. Dadurch werden statische und dynamische Messfehler des DVM im berechneten Verhältnis weitestgehend eliminiert. Lediglich aussteuerungsabhängige, nichtlineare Effekte innerhalb des DVM tragen zu systematischen Abweichungen bei. Jedoch ist vom verwendeten Typ des DVM die statische integrale Nichtlinearität mit unter 10^{-7} vom Messbereich bekannt [HP].

Es ergeben sich durch diese Betriebsweise mit nur einem DVM jedoch auch Nachteile. Durch die alternierende Abtastung der Spannungen werden diese nicht simultan abgetastet. In Verbindung mit entweder nicht ausreichend stabilen Quellen (Leistungsverstärker zur Erzeugung der Prüfgrößen, beispielsweise einigen kA), oder bei Verwendung von nicht frequenzsynchronen oder sich in der Frequenz verändernden Quellen, wie beispielsweise das Netz mit seinen 50 Hz und typischen Abweichungen kleiner $\pm 0,2$ Hz ergeben sich stärkere Einschränkungen in der Messunsicherheit für das Wechselspannungsverhältnis.

Um für diese Fälle dennoch gerüstet zu sein, wurde das System softwaretechnisch etwas modifiziert. In der ursprünglichen Form wurde das Verhältnis lediglich in der Sequenz U1-U2 abgetastet. Dies entspricht dem Datensatz mit den Samples von $v = 0 \dots 127$ nach Bild 30. Mit der Erweiterung der Sequenz auf U1-U2-U1 (50 % mehr Samples) ergeben sich nun folgende Vorteile:

- Ausgleich einer Drift der Quelle in erster Näherung durch Mittelwertbildung der beiden Spannungen $U_1(1)$ und $U_1(2)$.
- statistische Schwankungen der Spannungen $U_1(1)$ und $U_1(2)$ werden ebenfalls durch Mittelwertbildung besser ausgeglichen
- eine leicht asynchrone Abtastung wirkt sich ebenfalls durch Mittelwertbildung der Winkel von $U_1(1)$ und $U_1(2)$ nicht aus. Darüber hinaus ist die relative Frequenzabweichung der Grundschiwingung $\partial f/f$ berechenbar, und ergibt sich gemäß $\partial \varphi / \partial t = \partial \omega$ zu $\partial f/f = (\varphi(U_1(2)) - \varphi(U_1(1))) / (2 \pi m_{sw})$.

Dieser letzte Umstand könnte dazu genutzt werden das im asynchronen Falle entstehende Verschleifen des Spektrums (spectral leakage) zu korrigieren. In diesem Fall wäre sogar ein

nach Betrag und Phase richtig berechnetes Spektrum das erreichbare Ergebnis. Die diskrete Fourier-Transformation würde dann durch die Berechnung einer diskreten Fourier-Reihe (DFS) ersetzt werden. Diese Maßnahme ist zwar nicht im Messprogramm implementiert bzw. umgesetzt, dennoch wurde die Machbarkeit mit einer Simulation und der programmierten Funktion „DFS“ überprüft. Hier stellte sich heraus, dass durch die DFS bei Kenntnis der Frequenz trotz asynchroner Abtastung eine numerische Genauigkeit im Bereich 10^{-15} erreicht werden kann. Dies entspricht etwa derselben numerischen Auflösung, wie für eine DFT, welche synchronisiert zur Signalfrequenz arbeitet.

Die mit diesem System nutzbaren Abtastraten sind jedoch relativ gering. Dadurch besteht insbesondere in Verbindung mit nicht sehr sauberen Messsignalen die Möglichkeit den Abtastprozess durch Aliasing zu stören. Dies könnte Messungen im schlimmsten Fall durch systematisches Verfälschen des Messergebnisses verschlechtern. Daher wird zur Verbesserung der Signalintegrität bei ratiometrischen Messungen mit Messfrequenzen um 50/60 Hz ein Signalumschalter mit integriertem aktivem Tiefpassfilter mit $f_g = 400$ Hz und Butterworth Charakteristik (4. Ordnung) entwickelt. Dieser ist im Bild 31 dargestellt.

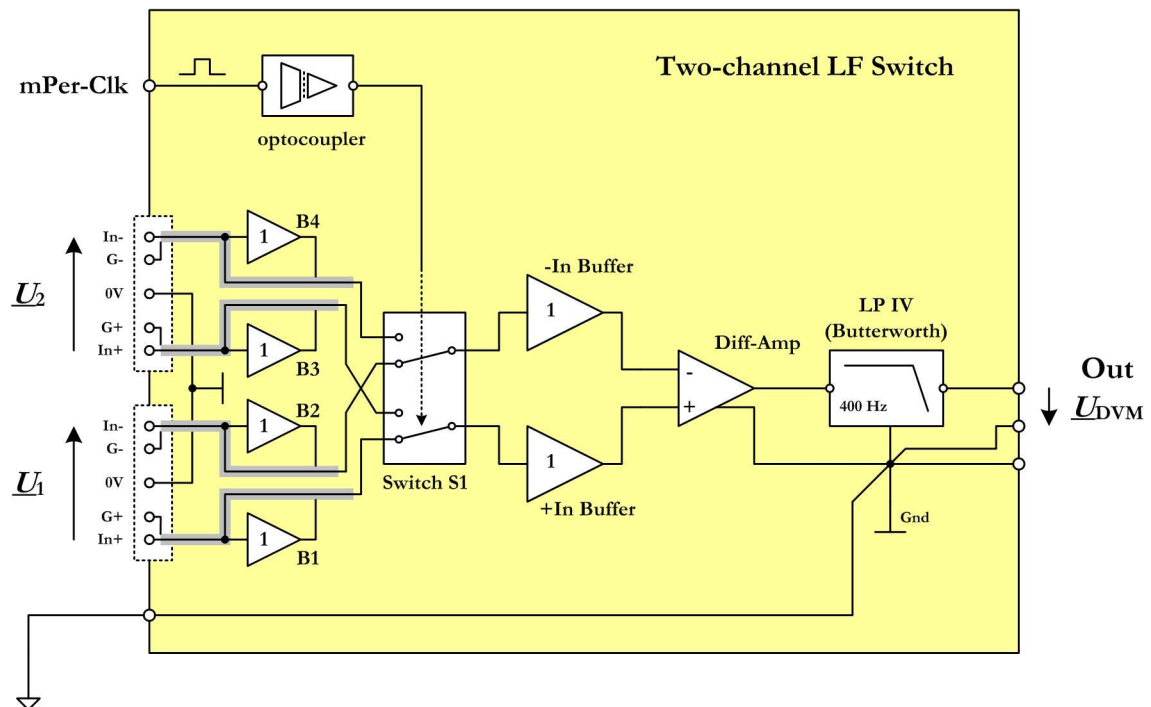


Bild 31: Aktiver Zwei-Kanal Umschalter mit integriertem Antialiasing Filter und Eingangsverstärkern zur Verringerung der Eingangskapazität.

Anstelle der sonst verwendeten MOS Schalter besteht der Umschalter S1 nunmehr nur noch aus einem Relais. Dies verringert in Verbindung mit den aktiven Komponenten die Eingangskapazität des Schalters auf unter 20 pF (jeweils +In und -In gegen Erde), anstelle der im ursprünglichen Umschalter vorhanden kapazitiven Belastung von mehr als 500 pF (+In gegen -In) und 1,5 nF (-In gegen Erde). Die Eingangsbuffer B1 bis B4 haben die Aufgabe die Leiterbahnen auf der Leiterplatte, und die Eingangssignale im Anschlusskabel zu schirmen. Diese aktive Schirmung mit dem „eigenen“ Signal vermeidet weitestgehend

die Eingangskapazitäten der Messkabel und der Leiterbahnen bis zum Schalter S1. Die Buffer In+ und In- stellen zusammen mit dem Differenzverstärker ein Instrumentenverstärker dar. Diese eingangsseitig hochohmige Anordnung hat die Aufgabe Gleichtaktstörungen zu unterdrücken. Das massebezogene Ausgangssignal wird nun dem Tiefpassfilter „LP IV“ zugeführt. Dieses besteht aus einer Kaskade von zwei aktiven Tiefpassfiltern jeweils zweiter Ordnung (vgl. 2.2.1b)) und ist für eine Grenzfrequenz von 400 Hz ausgelegt. Die simulierte Einschwingzeit (10^{-7} Niveau) liegt bei 16 ms. Damit sollte bei einer 60 Hz Messung mindestens eine Periode nach einem Umschaltvorgang verworfen werden.

Endgültige Messergebnisse stehen zwar mit diesem Modul noch aus, jedoch wurden experimentell mit einem ersten Prototyp ratiometrische Ergebnisse von besser $5 \cdot 10^{-8}$ bei Spannungsverhältnissen von 5 V/5 V und 0 V/5 V erreicht. Diese sind damit zunächst nicht in der Güte von Messungen mit dem ursprünglichen 2-Kanal Umschalter unterscheidbar.

Die beschriebenen Maßnahmen zur Verbesserung des ratiometrischen Ergebnisses funktionieren in hervorragender Weise bei Verwendung von stabilen analogen Leistungsverstärkern die mit einer entsprechenden transformatorischen Anpassung die Prüfgrößen aus dem synthetischen Quellenspannung erzeugen, bzw. ableiten. Messungen am echten 50 Hz Netz werden zwar auch durch die beschriebene Maßnahme verbessert, jedoch müssen hier andere Wege gefunden werden, um auch unter diesen Netzbedingungen zu hervorragenden Ergebnissen mit Messunsicherheiten unter 10^{-5} zu kommen. Mit dem im folgenden Kapitel beschriebenen breitbandigen ratiometrischen Messverfahren gelingt dieser Schritt, da hier zwei hochauflösende AD Konverter simultan die Spannungen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 abtasten, um daraus das komplexe Spannungsverhältnis $\underline{I}_{21} = \underline{U}_2/\underline{U}_1$ für die Grundschwingungsfrequenz zu berechnen.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass sich mit dem ratiometrischen Messsystem „RaMSys“ als Basis, und den beschriebenen Erweiterungen hervorragende Messunsicherheiten für das komplexe Spannungsverhältnis $\underline{I}_{21} = \underline{U}_2/\underline{U}_1$ für Signale abseits der Netzfrequenz im Bereich von weit unter 10^{-6} erreichen lassen. Die einzuhaltenden Spannungspegel liegen im Bereich innerhalb einiger mV und 10 V. Der nutzbare Frequenzbereich mit dem vorgestellten Umschalter mit integriertem Filter liegt bei etwa 60 Hz, und genügt somit für den Großteil der Kalibrieranfragen.

Das nachfolgend beschriebene breitbandige ratiometrische Messsystem erweitert, bzw. ergänzt jedoch in hervorragender Weise das soeben beschriebene Messverfahren bis zu Frequenzen von etwa 200 kHz, wobei dieses System auch vernünftig bei Netzfrequenz einsetzbar ist.

3.2 BREITBANDIGES RATIOMETRISCHES WECHSELSPANNUNGS-MESSSYSTEM

Basierend auf den in Kapitel 3.1 beschriebenen elektrischen Eigenschaften des ratiometrischen Messsystems und den geforderten Erweiterungen bezüglich der Bandbreite lassen sich folgende Minimalforderungen an das neue Messsystem ableiten:

- Eingangsspannungen im Bereich von ± 10 V
- Differenzielle hochohmige Eingänge
- Analoge (Kleinsignal-) Bandbreite bis in den MHz Bereich, um genaue Messungen mit Grundschnitten bis 20 kHz bei voller Amplitude durchführen zu können.
- Messunsicherheit im Bereich unter 10^{-5} im Audiofrequenzbereich (16 Hz... 20 kHz)

Die Forderung nach Pegeln bis etwa 10 V ergibt sich aus den zu erwartenden Ausgangspegeln der zu kalibrierenden Strom- bzw. Spannungssensoren. Differenzielle Eingänge sind notwendig, um einerseits sich ergebende Erdschleifen bei Messungen auf gleichem Bezugspotenzial zu vermeiden, andererseits ergibt sich auch eine gleichzeitige Unterdrückung leitungsgebundener Störungen, insbesondere Gleichtaktstörungen. Hochohmige Eingänge im höherfrequenten Bereich beziehen sich vor allem auf die Eingangskapazität der Eingänge. Diese bewirkt zusammen mit dem Innenwiderstand (effektiver Ausgangswiderstand) des Sensors eine mit zunehmender Frequenz zunehmende systematische Phasenverschiebung des gemessenen Spannungssignals gemäß $\varphi = \omega \cdot T$ mit $T = R \cdot C$.

Um innerhalb des Audiobereiches gute Messunsicherheiten zu erreichen, sollte die Analogbandbreite der Messeinrichtung, aber auch die Abtastrate des Digitizer ausreichend hoch sein. Als vernünftige Grenze gilt hier eine Kleinsignalbandbreite von mindestens 1 MHz. Zum Einen liegt dann die obere Grenzfrequenz ausreichend hoch, um auch zukünftigen Anforderungen bei möglicherweise höheren maximalen Frequenzen gerecht zu werden. Zum Anderen sorgt diese breitbandige Auslegung automatisch dafür, dass die Elektronik selbst nicht die Dynamik des Messsignals unzulässig verfälscht oder verzerrt.

Eine Messunsicherheit von besser 10^{-5} (0,001 %) könnte, verglichen mit den voraussichtlichen Anforderungen im 0,1 % Bereich für Frequenzgangmessungen, wohlwollend als komfortabel bezeichnet werden. Jedoch ist auch zu berücksichtigen, dass ein ausreichender Abstand vorhanden sein muss, um auch die Kalibrierung der eigenen Normale mit geeigneten Aufbauverfahren nach Kapitel 3.3.1, bzw. Kapitel 3.4.1 mit ausreichender Genauigkeit zu bewerkstelligen. Hierzu dient dann ebenfalls das hier vorgestellte breitbandige Messsystem. Bei solchen Aufbauverfahren pflanzen sich dann die Messunsicherheiten immer weiter fort, so dass diese letztlich vervielfacht zur Basismessunsicherheit des Messsystems auftreten.

Als Abtaster wird der simultan arbeitende 2-Kanal Digitizer PXI-5922 der Firma National Instruments [NI1] gewählt. Er arbeitet bei Abtastraten im Bereich von minimal 50 kHz bis 500 kHz mit einer maximalen Auflösung von 24 Bit, sowie mit einer sich bis auf 16 Bit verschlechternden Auflösung bei der maximalen Abtastfrequenz von 15 MHz. Der Digitizer verfügt über Spannungsbereiche von entweder ± 5 V oder ± 1 V. Die Analogeingänge sind mit dem Chassis, d.h. dem Schutzleiter niederohmig verbunden. Daher sind vor dem Digitizer zwei Instrumentenverstärker mit einer Verstärkung von $G_D = 0,5$ vorzuschalten, um den genannten Minimalforderungen gerecht zu werden. Dies hat zur Folge, dass die Einheit „Digitizer und Instrumentenverstärker“ nun über die Spannungsbereiche von ± 10 V oder ± 2 V verfügt.

Die Amplitudengenaugigkeit des Digitizer liegt im Bereich unter 0,05 % (Herstellerangabe) und genügt damit den nicht sehr hohen Anforderungen bei Wandlerprüfungen. Wesentlich wichtiger für die aufzubauende ratiometrische Messeinrichtung ist jedoch der Gleichlauf zwischen den Kanälen. Von früheren Untersuchungen [RIET] ist ein für die Phase hervorragender Gleichlauf von unter 1 ns für den ± 1 V Bereich bekannt. Problematischer ist jedoch der Amplitudengleichlauf zwischen den Kanälen. Dieser liegt, wie eigene Voruntersuchungen gezeigt haben, im Bereich von 0,005 %. Die kurzzeitigen Schwankungen liegen unter 0,003 %. Daher wäre der Digitizer allein ohne weitere Maßnahmen nicht als ratiometrisches Messgerät geeignet. Jedoch gibt es die Möglichkeit durch Kanalvertauschung die Messabweichungen in beiden Kanälen zu kompensieren, und so zu einem guten Gleichlauf zu kommen [MOH5, MOH6]. Zusammen mit den ohnehin zu integrierenden Instrumentenverstärkern, bietet sich diese Lösung an, da auch der Gleichlauf zwischen den Instrumentenverstärkern kompensiert werden muss. Im Bild 32 ist der prinzipielle Aufbau des breitbandigen ratiometrischen Messsystems dargestellt.

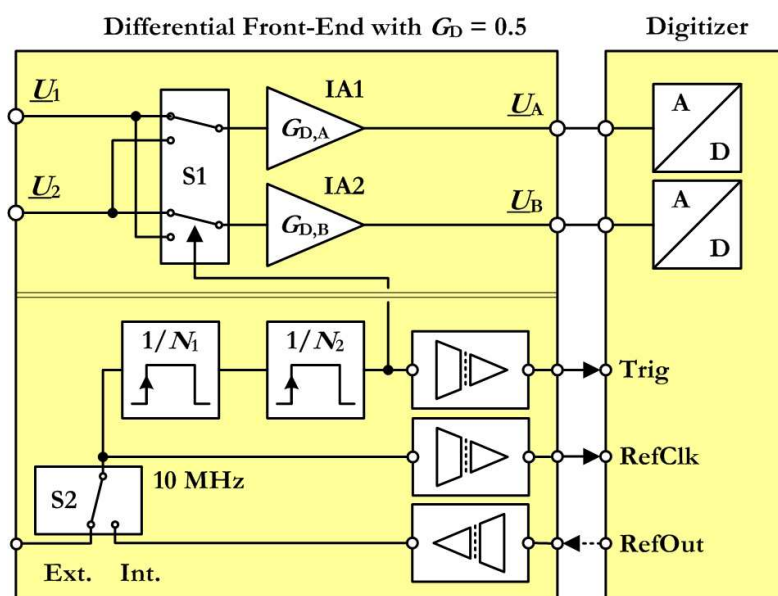


Bild 32: Prinzipieller Aufbau des breitbandigen ratiometrischen Messsystems mit Digitizer und einem differentiellen Modul „RIS“

Das vor dem 2-Kanal Digitizer angeordnete Modul „RIS“ beherbergt zwei Instrumentenverstärker mit den Differenzverstärkungen $G_{D,A}$ und $G_{D,B}$ in den Pfaden A und B des Digitizer, den für die Kanalvertauschung notwendigen Schalter S1, sowie eine digitale programmierbare Steuerung. Diese Steuerung ist galvanisch über Optokoppler vom Analogteil getrennt, um hier Erdschleifen zu vermeiden, da auch die digitalen Eingänge („Trig“ und „RefClk“, bzw. „RefOut“) mit dem Gehäuse des Digitizers, und damit mit dem Bezugs- oder Lo- Potential beider Analogeingänge verbunden sind. Um noch die entstehende Schleife zwischen dem Gehäuse und dem Schutzleiter des Digitizer auftrennen zu können, kommt ein konfektioniert gefertigter Ringkerntransformator mit einer zusätzlichen sekundären 230 V Isolationswicklung (nicht im Bild dargestellt) für das Netzteil des „RIS“ zum Einsatz.

Der Umschalttakt f_{S1} , mit dem der Schalter S1 und gleichzeitig der Trigger-Eingang des Digitizer gesteuert wird, ist aus einer 10 MHz Referenzfrequenz f_{Ref} abgeleitet. Dieser kann entweder über den Schalter S2 vom externen Eingang (BNC oder Lichtwellenleiter) abgeleitet werden ($S2 \rightarrow Ext.$). Gleichzeitig wird auch der Digitizer mit dieser Referenz synchronisiert. Alternativ kann auch der Digitizer als Taktgeber benutzt werden ($S2 \rightarrow Int.$). Diese aufwändig erscheinende Verteilmöglichkeit für die Referenzfrequenz dient einer weiteren Aufgabe. Es wird damit möglich, dieses System mit externen Signalgeneratoren zu synchronisieren. Diese können sowohl einfache kommerziell erhältliche Generatoren sein, oder aber die hochstabilen, im Messsystem „RaMSys“ (vgl. Kapitel 3.1) eingesetzten Generatoren. Damit werden Grundsatzuntersuchungen über Vergleichsmessungen im wichtigen Frequenzbereich um 50/60 Hz mit sehr guten Messunsicherheiten möglich.

Die Einstellung von f_{S1} erfolgt über die zwei getrennt einstellbaren 16 Bit Teiler N_1 und N_2 und basiert auf Vorgabe der gewünschten Messzeit (Fensterlänge) T_M . Mit dieser Zeit wird die spektrale Auflösung der DFT vorgegeben, und damit die für den synchronen Fall einzustellenden Frequenzen. Zusammen mit den Verzugszeiten T_{v1} und T_{v2} , welche den Zeitraum angeben für den Samples vor bzw. nach einem Umschaltvorgang von S1 aus den Datensatz entfernt werden sollen, ergibt sich die Periodendauer (d.h. die Abtastdauer) des Umschalttaktes gemäß

$$T_{S1} = 2 \cdot (T_M + T_{v1} + T_{v2}). \quad (30)$$

Diese Periodendauer muss nun über die Beziehung

$$f_{S1} = \frac{f_{Ref}}{N_1 \cdot N_2} \quad (31)$$

realisiert werden. Dabei ist es vorteilhaft den ersten Teiler N_1 so einzustellen, dass die Referenzfrequenz auf 10 kHz vorgeteilt wird. Dies entspricht einem 100 μ s Raster mit dem die Periodendauer T_{S1} dann mittels N_2 eingestellt wird.

Ein im Bild 33 dargestelltes Beispiel soll den Abtastvorgang darstellen. Die Messzeit sei $T_M = 80\text{ms}$. Dies entspricht einer Frequenzauflösung von 12,5 Hz. Die Verzugszeit T_{v1} ist auf mindestens 50 Abtastwerte einzustellen, da der Digitizer mit einem Digitalfilter mit 49 Stützstellen (Taps) arbeitet. Die minimale Einstellzeit des Filters beträgt daher 49 Samples. Da die minimale Abtastfrequenz des Digitizers 50 kHz beträgt, ist die Verzugszeit T_{v1} größer $50/50\text{ kHz} = 1\text{ ms}$ zu halten. Für die Verzugszeit T_{v2} ist lediglich die sich im ungünstigsten Fall einstellende Zeitverzögerung in den digitalen Bausteinen von N_1 , N_2 , sowie den Optokopplern zu berücksichtigen. Da diese jedoch im Bereich von höchstens einigen μs liegen, ist hier eine minimale Zeit von 1 Sample bei kleinster Abtastfrequenz, d.h. $(1 + 1)/50\text{ kHz} = 40\text{ }\mu\text{s}$ einzuhalten. Als praktisch sinnvoll haben sich jedoch die stark vergrößerten Verzugszeiten im Bereich von 10 ms herausgestellt.

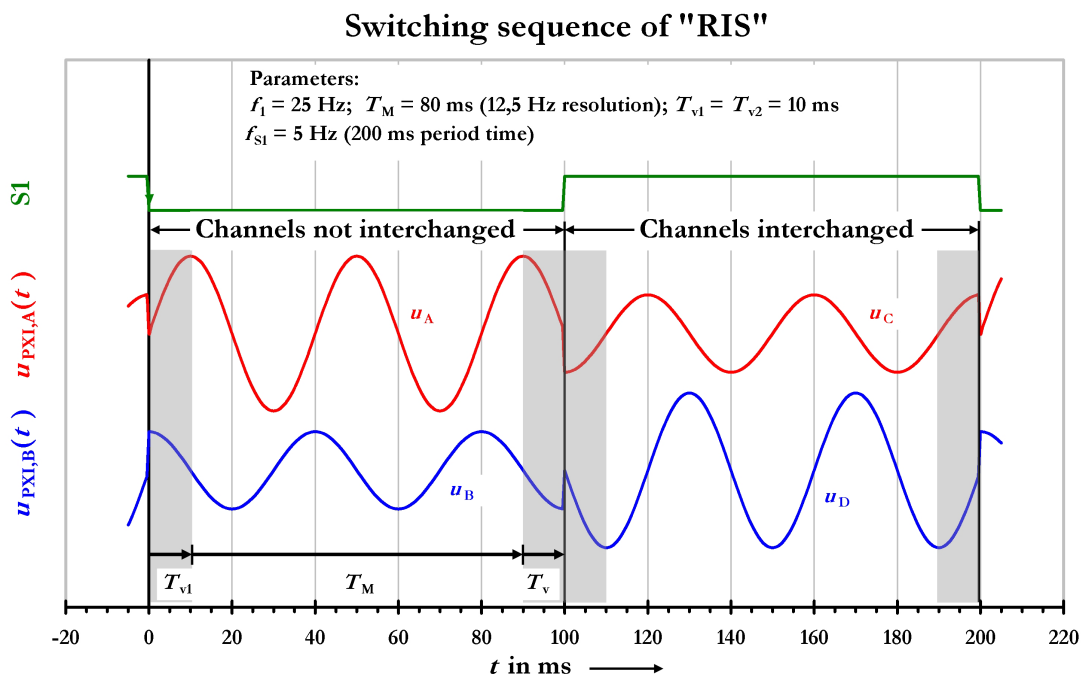


Bild 33: Abtast- und Schaltsequenz im breitbandigen ratiometrischen Messsystems mit dem RIS und dem Digitizer PXI 5922. Grün: Umschalttakt von S1. Rot: Eingangsspannung des Digitizer (Pfad A). Blau: Eingangsspannung des Digitizer (Pfad B).

Die negative Flanke des Umschalttaktes (grün) startet den Abtastvorgang des Digitizer (Zeitpunkt Null). Nach Ablauf der halben Umschaltzeit vertauscht der Schalter die Pfade. Zur Vermeidung von Missverständnissen werden die Indizes C und D eingeführt. Der vollständige Datensatz des Digitizers besteht daher aus den Spannungen u_A und u_C (Pfad A), sowie u_B und u_D (Pfad B). Mit den am Eingang des RIS (siehe Bild 32) anstehenden Spannungen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 , den Differenzverstärkungen $G_{D,A}$ und $G_{D,B}$, sowie den Messabweichungen $\varepsilon_{PXL,A}$ und $\varepsilon_{PXL,B}$ des Digitizers in den Pfaden A und B ist im unver tauschten Fall ($S1 = 0$)

$$\underline{\Gamma}_{BA} = \frac{\underline{U}_B}{\underline{U}_A} = \frac{\underline{U}_2 \cdot \underline{G}_{D,B} \cdot (1 + \epsilon_{PXL,B})}{\underline{U}_1 \cdot \underline{G}_{D,A} \cdot (1 + \epsilon_{PXL,A})}, \quad (32)$$

und im vertauschten Fall ($S1 = 1$)

$$\underline{\Gamma}_{CD} = \frac{\underline{U}_C}{\underline{U}_D} = \frac{\underline{U}_2 \cdot \underline{G}_{D,A} \cdot (1 + \epsilon_{PXL,A})}{\underline{U}_1 \cdot \underline{G}_{D,B} \cdot (1 + \epsilon_{PXL,B})}. \quad (33)$$

Wird der geometrische Mittelwert aus den beiden Verhältnissen gebildet, so ergibt sich das kombinierte Verhältnis $\underline{\Gamma}_C$ zu

$$\underline{\Gamma}_C = \sqrt{\underline{\Gamma}_{BA} \cdot \underline{\Gamma}_{CD}} = \sqrt{\frac{\underline{U}_2 \cdot \underline{G}_{D,B} \cdot (1 + \epsilon_{PXL,B})}{\underline{U}_1 \cdot \underline{G}_{D,A} \cdot (1 + \epsilon_{PXL,A})} \cdot \frac{\underline{U}_2 \cdot \underline{G}_{D,A} \cdot (1 + \epsilon_{PXL,A})}{\underline{U}_1 \cdot \underline{G}_{D,B} \cdot (1 + \epsilon_{PXL,B})}} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}, \quad (34)$$

d.h. die Messabweichungen und Phasenfehler in den jeweiligen Pfaden werden in jeder Messung kompensiert. Eine vollständige Kompensation ist natürlich nur dann zu erwarten, wenn sich die Komponenten Differenzverstärker und Digitizer vollständig linear verhalten. Die Differenzverstärker sind mit einem hochwertigen Design weitestgehend linear, d.h. aussteuerungsunabhängig realisierbar. Nicht unter Kontrolle sind jedoch die Nichtlinearitäten des Digitizers. Diese sind konstruktiv und verursachen systematische Messabweichungen, die jedoch als Messunsicherheiten berücksichtigt werden.

Eine weitere Herausforderung ergibt sich aus der Numerik. Nach (34) erfolgt die Kompensation der Pfade durch den geometrischen Mittelwert der beiden Verhältnisse $\underline{\Gamma}_{BA}$ und $\underline{\Gamma}_{CD}$. Jedoch ergeben sich hier je nach Berechnungsweise Schwierigkeiten. Bei der komplexen Wurzel des Produktes unter Verwendung von Real- und Imaginärteilen ergibt sich lediglich ein zulässiger Gültigkeitsbereich innerhalb von $\pm 90^\circ$ für die Winkel γ_{BA} und γ_{CD} der Verhältnisse. Hier ergeben sich dann Probleme, wenn das Messsystem Winkel von 90° erfassen soll, beispielsweise bei einer Rogowski-Spule. Zusätzliche Schwierigkeiten gibt es dann noch durch das unvermeidbare Rauschen bei der Mittelwertbildung, wenn die Ergebnisse um diese Winkelgrenze von $+90^\circ$ oder -90° schwanken. Der Mittelwert hätte dann überhaupt keine Aussagekraft mehr.

Eine andere Möglichkeit der Auswertung von (34) bestünde in der Umschreibung der Real- und Imaginärteile der Verhältnisse durch ihre Euler'sche Repräsentation gemäß

$$\underline{\Gamma}_C = \Gamma_C \cdot e^{j\gamma_C} = \sqrt{\Gamma_{BA} \cdot \Gamma_{CD}} \cdot e^{j\left(\frac{\gamma_{BA} + \gamma_{CD}}{2}\right)}. \quad (35)$$

Jedoch ergeben sich auch hier Schwierigkeiten, diesmal jedoch bei Winkeln um $\pm 180^\circ$. Hier könnte man zwar den Winkelbereich durch Verschiebung um 180° ändern, jedoch ergibt sich dann ein weiteres Problem beim Einsatz des Messsystems als Nulldetektor (Verhältnis Null). Das dem Signal überlagerte Rauschen der jeweiligen spektralen

Komponente stört die Mittelwertbildung. Zum Einen werden die „Effektivwerte“ (inklusive Rauschanteile) der Verhältnisse gemittelt, d.h. das kombinierte gemittelte Verhältnis würde nicht gegen Null gehen können, zum Anderen schwanken die Winkel sehr stark, so dass der Mittelwert keine Aussagekraft mehr besitzt.

Einen vollständigen Ausweg bietet jedoch die nachfolgend beschriebene Vorgehensweise. Die Näherung für den geometrischen Mittelwert nach (34) ist der arithmetische Mittelwert wenn die beiden Verhältnisse $\underline{\Gamma}_{BA}$ und $\underline{\Gamma}_{CD}$ nicht zu sehr auseinander liegen

$$\underline{\Gamma}_C = \sqrt{\underline{\Gamma}_{BA} \cdot \underline{\Gamma}_{CD}} \approx \frac{\underline{\Gamma}_{BA} + \underline{\Gamma}_{CD}}{2}$$

$$\Rightarrow \underline{\Gamma}_C = A_C + j \cdot B_C \approx \frac{\text{Re}\{\underline{\Gamma}_{BA}\} + \text{Re}\{\underline{\Gamma}_{CD}\} + j \cdot (\text{Im}\{\underline{\Gamma}_{BA}\} + \text{Im}\{\underline{\Gamma}_{CD}\})}{2} \quad (36)$$

Dies ist jedoch auch nicht der Fall, da die Differenzverstärker und die Digitizerkanäle sich nicht um mehr als $\pm 0,1 \%$ für die Signale unterscheiden. In dem Fall ist der entstehende Fehler durch Anwendung dieser Näherung rechnerisch kleiner als $\pm 0,15 \text{ ppm}$. Eine separate Mittelwertbildung der Real- und Imaginärteile der Einzelergebnisse nach (36) hat jedoch noch einen weiteren Vorteil, wie im Bild 34 angedeutet ist.

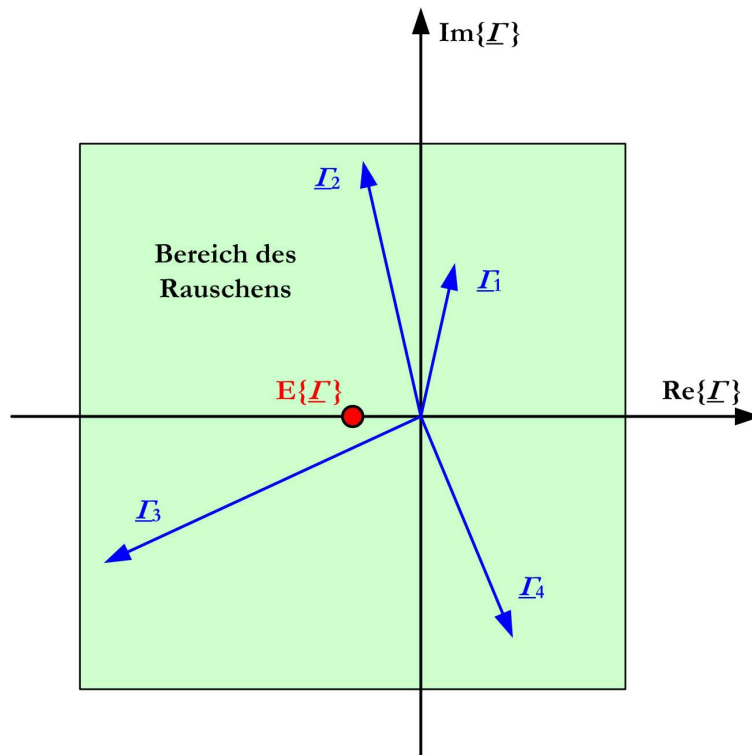


Bild 34: Komplexe Ebene mit einem komplexen Verhältnis (rot), welches jedoch durch Rauschen praktisch vollständig überdeckt wird. Rot: rauschfrei angenommener Erwartungswert für das Verhältnis. Grün: Bereich der Verhältnisse inklusive Rauschen. Blau: Zeiger für vier beliebig angenommene einzelne Messergebnisse.

Hier ist ein Fall dargestellt, der dem bereits diskutierten Fall „Nulldetektor“ entspricht. Ein schwaches Signal mit einer Phase von 180° sei noch vorhanden. Das Rauschen bei der Signalfrequenz überdeckt jedoch mehrfach das Signal, sodass die Rechenmethode nach (35) mit Mittelwertbildung der Beträge und Phasen versagen würde, wie leicht einzusehen ist. Zu erahnen ist jedoch auch, dass das Rauschen durch getrennte Mittelwertbildung der Real- und Imaginärteile unterdrückt werden würde, und sich diese gemittelten Ergebnisse mehr und mehr dem Erwartungswert nähern. Diese Art und Weise der Mittelwertbildung welche hier angewendet wird, ist seit vielen Jahrzehnten erfolgreich in Lock-In Verstärkern [SRS] eingesetzt, und wird nachfolgend nochmals zusammengefasst

- Die Real- und Imaginärteile A_C und B_C des komplexen kombinierten Verhältnisses nach (36) werden getrennt der Mittelwertberechnung unterzogen.
- Die Mittelwerte seien $\langle A_C \rangle$ und $\langle B_C \rangle$ sowie deren Standardabweichungen $s(A_C)$ und $s(B_C)$
- Das komplexe gemittelte Verhältnis in der Darstellung nach Euler (Betrags- und Phasenform), sowie dessen Standardabweichungen berechnen sich nun aus $\langle A_C \rangle$ und $\langle B_C \rangle$, sowie $s(A_C)$ und $s(B_C)$ gemäß

a) Mittelwert (Betrag und Phase)

$$\langle \Gamma_C \rangle = \sqrt{\langle A_C \rangle^2 + \langle B_C \rangle^2}$$

$$\langle \gamma_C \rangle = \tan^{-1} \left(\frac{\langle B_C \rangle}{\langle A_C \rangle} \right)$$

b) Standardabweichung von Betrag und Phase

$$\epsilon_I = \frac{\langle A_C \rangle}{\langle \Gamma_C \rangle}$$

$$\epsilon_{II} = \frac{\langle B_C \rangle}{\langle \Gamma_C \rangle}$$

$$\epsilon_{III} = -\frac{\langle B_C \rangle}{\langle \Gamma_C \rangle^2}$$

$$\epsilon_{IV} = \frac{\langle A_C \rangle}{\langle \Gamma_C \rangle^2}$$

(37)

$$s(\Gamma_C) = \sqrt{(\epsilon_I \cdot s(A_C))^2 + (\epsilon_{II} \cdot s(B_C))^2}$$

$$s(\gamma_C) = \sqrt{(\epsilon_{III} \cdot s(A_C))^2 + (\epsilon_{IV} \cdot s(B_C))^2}$$

Damit ergibt sich, dass die Euler'sche Darstellung des Mittelwertes des komplexen Verhältnisses nach jeder Messung aus den bis dahin gemittelten Ergebnissen der Normalform des komplexen Verhältnisses ($\langle A_C \rangle$ und $\langle B_C \rangle$) neu berechnet wird.

Die Richtigkeit der dargestellten Zusammenhänge wurde mit einer Monte Carlo Analyse nachgewiesen. Insbesondere wurde hier auch untersucht, dass andere Rechenmethoden, wie beispielsweise die nach (35) zu fehlerhaften Ergebnissen bei den genannten numerischen Konstellationen führen.

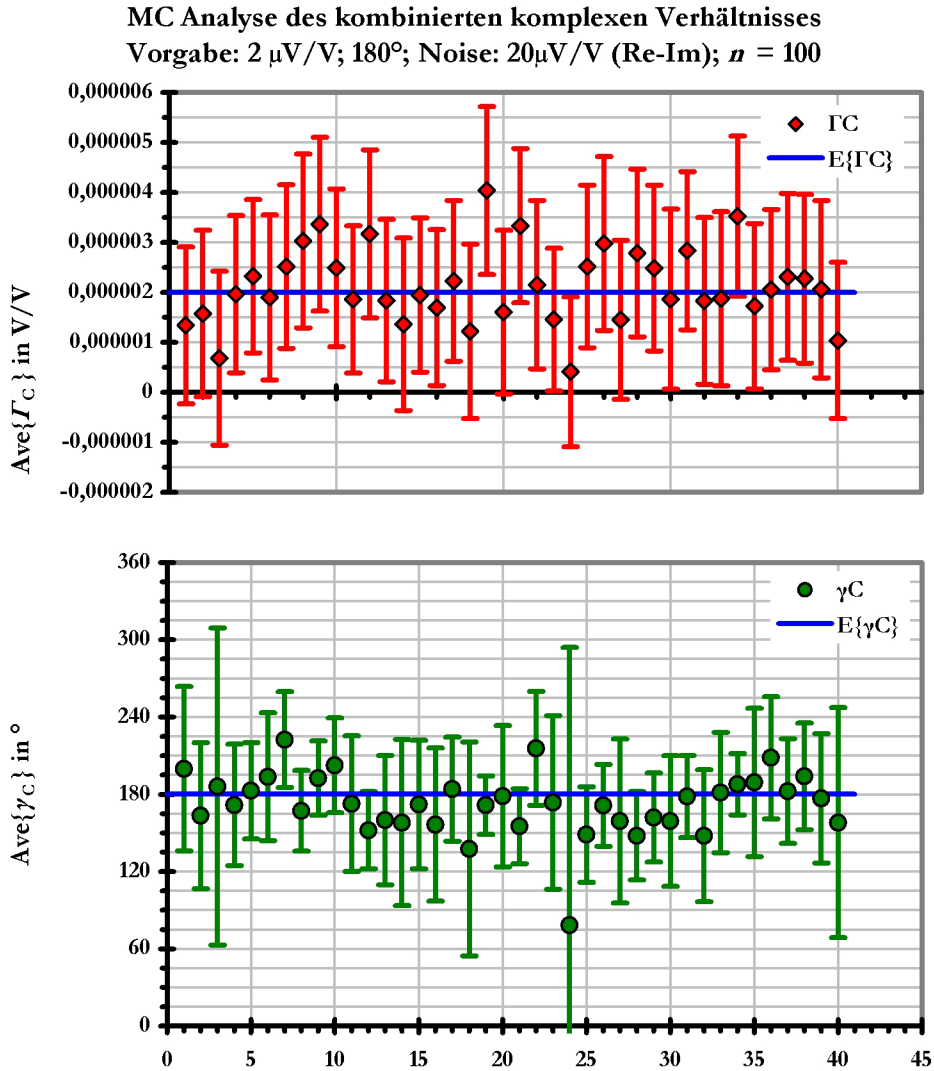


Bild 35: Ergebnis einer mit gleichverteilten Zufallszahlen durchgeführten Monte Carlo Analyse zur Evaluierung der Berechnungsroutine des kombinierten komplexen Verhältnisses. Die Parameter sind im Bild angegeben. Negative Winkel wurden zur besseren Anschauung in den positiven Winkelbereich gedreht. Die Unsicherheitsbalken (Typ-A Messunsicherheit) repräsentieren eine Wahrscheinlichkeit von 95 % ($k = 2$).

Die Parameter dieser im Bild 35 gezeigten Analyse sind: $E\{\Gamma_C\} = 2 \cdot 10^{-6}$; $E\{\gamma_C\} = 180^\circ$; Noise $N(\text{Re}\{\Gamma_C\}) = N(\text{Im}\{\Gamma_C\}) = \pm 2 \cdot 10^{-5}$ (gleichverteilt); $n = 100$ Mittelwerte pro Run;

insgesamt 40 Runs. Das Ergebnis zeigt, dass der Erwartungswert von praktisch allen einzelnen Mittelwerten eingeschlossen wird. Hier gibt es lediglich Run #19 und #24 (oberes Bild), bzw. Run #7 (unteres Bild) als Ausreißer. Jedoch lässt ein Vertrauensniveau von 95 % eben auch 5 %, entsprechend zwei auf vierzig Ausreißer zu. Das Ergebnis dieser Simulation entspricht praktisch auch den statistischen Berechnungen und zeigt eindeutig den gewünschten Effekt zur Unterdrückung des Rauschens.

Dieses mit modernen Analyseverfahren gezeigte Ergebnis lässt sich jedoch auch rechnerisch nachweisen. Bei den Vorgaben eines Rauschens von $\pm 20 \mu\text{V/V}$ (Halbbreite der Rechteckverteilung) ergibt sich eine Standardabweichung von $\text{sdev} = 20/\sqrt{3} \mu\text{V/V}$ je gemessenes Verhältnis. Da ein einziges Messergebnis aus zwei Verhältnissen gebildet wird, wird hier bereits eine erste Rauschreduktion um den Faktor $\sqrt{2}$ erreicht. Die Standardabweichung beträgt damit $8,2 \mu\text{V/V}$ jeweils für den Real- und Imaginärteil A_c und B_c . Die Mittelwerte aus $n = 100$ Messungen erfahren daher eine weitere Rauschreduktion um den Faktor $\sqrt{100}$, und haben demzufolge eine Unsicherheit von $\pm 0,82 \mu\text{V/V}$, bzw. $\pm 1,64 \mu\text{V/V}$ ($k = 2$). Dies ist auch visuell aus dem oberen Bild zu entnehmen. Mit Ausnahme der beiden Ausreißer schwanken die 40 eingezeichneten Mittelwerte im Bereich von $(2 \pm 1,64) \mu\text{V/V}$. Die mittels (37) berechnete Messunsicherheit des Winkels beträgt etwa $\pm 47^\circ$ ($k = 2$). Auch hier schwanken die eingezeichneten Winkel innerhalb des Bereiches von $180^\circ \pm 47^\circ$, bzw. umschließen den Bereich noch mit den Unsicherheitsbalken (Run #24).

Bisher wurden für das vorgestellte, breitbandige ratiometrische Messsystem die Anforderungen, der prinzipielle Aufbau und die notwendigen Berechnungsroutinen ausführlich dargestellt. Die realisierten Details zum Aufbau des RIS mit seinen Umschalter und den präzisen Instrumentenverstärkern, sowie zugehörige Messergebnisse sind separat im Anhang 5.4 dargestellt. Aufgrund der Unterdrückung einiger Effekte (Mismatch der Kanäle, Laufzeiten, etc.) durch das Messverfahren verbleiben nur noch wenige Restfehler im Messsystem, die dort experimentell nachgewiesen wurden. Der etwas hoch erscheinende numerische Aufwand zur Berechnung der Mittelwerte und Standardabweichungen nach dem vorgeschlagenen Rechenweg ist gerechtfertigt, da mit der so erreichten Verbesserung sehr leicht hochgenaue, auf Ratiometrie basierende Messeinrichtungen implementiert werden können (vgl. (29)).

Die aus diesen Messergebnissen abgeleitete zugehörige Berechnung der Messunsicherheit Typ B für das Verhältnis und dem Winkel ist im Anhang 5.5.3 dargestellt.

3.3 MESSPLATZ FÜR STROMWANDLER

Bei dem Aufbau der Wandlermesseinrichtung für Stromwandler nach dem absoluten, ratiometrischen Verfahren kann grundsätzlich in Analogie zu den bereits einleitend in diesem Kapitel gezeigten Möglichkeiten (27) vorgegangen werden. Hier soll, basierend auf den in den Kapiteln 3.1 und 3.2 zur Verfügung stehenden ratiometrischen Messsystemen „RaMSys“ und „VRS“ das zugrunde liegende Rechenmodell für die zu programmierende Wandlermesseinrichtung angegeben werden. Dieses Rechenmodell kann dann auch gleichzeitig zur Berechnung der Messunsicherheiten für Stromwandler herangezogen werden. Dieses Modell ist universal gehalten, um praktisch alle vorkommenden Typen von Stromsensoren zu charakterisieren. Diese Typen können sein:

- Stromwandler
- Messwiderstände
- allg. IU Konverter, also passive oder aktive Schaltungen
- ECT mit analogen Spannungsausgang

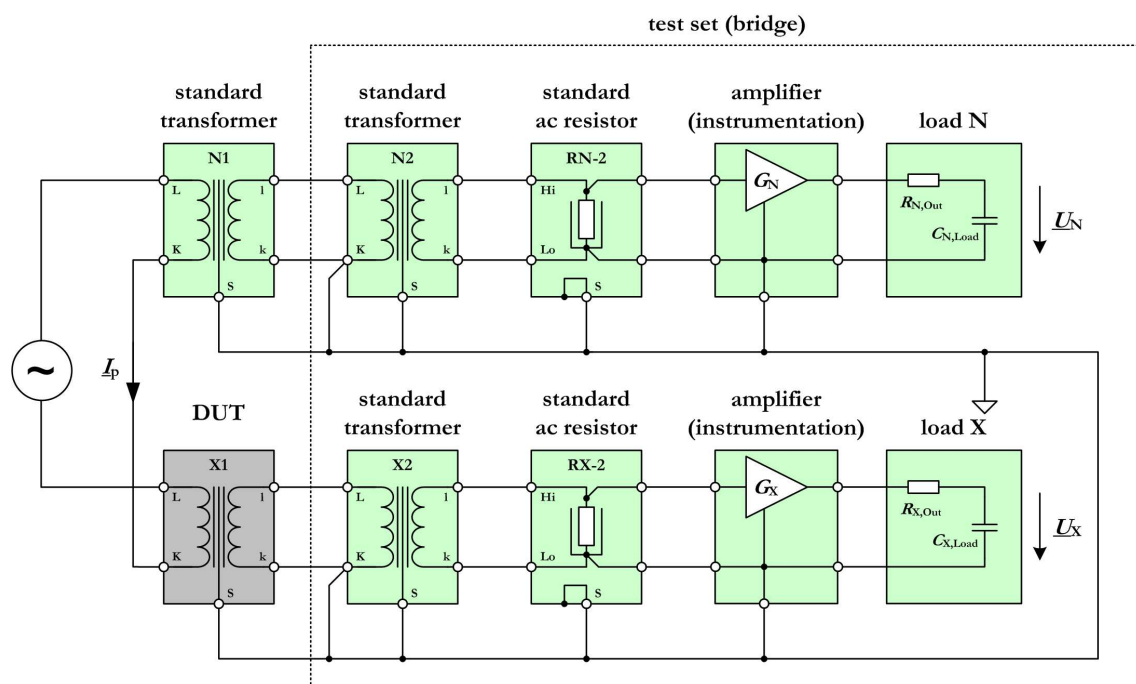


Bild 36: Implementiertes universales Modell der Messeinrichtung für Stromwandler.

Ein praktisch alle Eventualitäten beinhaltendes Modell ist im Bild 36 dargestellt. Es ist kanalweise (Pfad N, Pfad X) aufgebaut. Der Eingangsstrom I_p fließt durch den Normalwandler (N1) und den Prüfling DUT (X1). Die nachgeschalteten Stromwandler (N2, X2), die Messwiderstände (RN-2, RX-2) und die Messverstärker (G_N , G_X) passen jeweils die Sekundärströme von N1 und X1 an die Eingangsspannungsbereiche des ratiometrischen Messsystems (nicht gezeichnet) an. Diese Komponenten (N2, RN-2, G_N , X2, RX-2 und G_X)

G_X) übernehmen die Funktion einer ansonsten klassischen, nach der Differenzmethode arbeitenden Messeinrichtung. Das Modell beinhaltet auch eine kapazitive Belastung der (effektiv wirksamen) Ausgangswiderstände $R_{N,Out}$ und $R_{X,Out}$ durch diese Eingänge.

Die Berechnungsroutinen für die so realisierte Messeinrichtung und deren Messunsicherheiten sind im Anhang 5.5.4 auf Seite 188 ausführlich dargestellt.

3.3.1 ÜBERSICHT DER VERWENDETEN NORMALE UND AUFBAUMESSUNG

Im Kapitel 3.3 wurde unter Berücksichtigung des ratiometrischen Messsystems VRS (Kapitel 3.2) eine breitbandige Stromwandlermesseinrichtung beschrieben. Diese Messeinrichtung, zusammen mit dem softwareseitig programmierten Modell, ist in der Lage einen Stromsensor praktisch beliebiger Bauart gegen einen bekannten Stromsensor zu kalibrieren. Dabei zeigte sich, dass die Messunsicherheiten des VRS für beliebige Verhältnisse innerhalb 0,1... 10 praktisch unterhalb $\pm 10 \mu V / V$ bzw. μrad liegen. Damit dominieren in einer typischen Kalibrierung die Messabweichungen und die zugehörigen Messunsicherheiten der verwendeten Referenzsensoren. Es ist daher notwendig ihre Messabweichungen für den Einsatzbereich zu kalibrieren. Im Falle der hier zu schaffenden Messmöglichkeit für breitbandige ratiometrische Strommessungen sei der Einsatzbereich (vgl. Tabelle 1) hier nochmals hervorgehoben. Dieser ist

- Grundswingungsanalyse bei Wechselströmen bis etwa 150 A
- Frequenzgang bis 20 kHz bei Stromstärken bis 5 % (7,5 A) der Grundswingung

Für die Untersuchung eines zu kalibrierenden Wandlers bei der Grundswingung ist es notwendig die Aussteuerungsabhängigkeit des Betrags- und Phasenfehlers zu untersuchen. Hier stehen bereits seit vielen Jahren etablierte Normalwandler zur Verfügung. Diese haben beispielsweise eine Übersetzung von 100 A/5 A und sind hinsichtlich ihrer Messabweichungen im Arbeitsbereich von 1 % bis 200 % Aussteuerung bekannt. Hier ist jedoch noch die Umsetzung der Sekundärstromstärken von höchstens 10 A des Normals N1 und des Prüflings X1 (vgl. Bild 36) in für die bereits diskutierten ratiometrischen Messsysteme notwendigen Spannungen im Bereich bis $10 V_{pk}$ notwendig. Da der Frequenzgang bei bis zu 7,5 A bis 20 kHz messbar sein soll, ist es angenehm, wenn diese Anpassung über Strom-Spannungswandler erfolgen könnte, die sowohl für die Untersuchungen bei der Grundswingung von 50 Hz, als auch gleichermaßen für die Untersuchung des Frequenzganges geeignet sind.

Für diesen Zweck kommen praktisch nur zwei geeignete Typen von Referenzsensoren mit potentiell hoher erreichbarer Genauigkeit in Betracht. Dies sind zum einen Messwiderstände, oder elektronisch fehlerkompensierte Stromwandler mit sekundärseitig integriertem Messwiderstand. Zur Bewertung werden zunächst die jeweiligen Stärken und Schwächen betrachtet. Der Bereich abzudeckender Stromstärken liegt bei einigen mA bis 10 A.

Ein Satz Messwiderstände für diesen Stromstärkebereich (entsprechend einige 100 m Ω bis einige 100 Ω) weisen üblicherweise hervorragende Frequenzgänge auf. Diese müssen lediglich nachgewiesen (kalibriert) werden. Jedoch sind bereits bei Stromstärken oberhalb etwa 100 mA (entsprechend unterhalb 10 Ω) Kompromisse im Design eines solchen Messwiderstandes zu machen. Die bei einer üblicherweise festgelegten nominalen Ausgangsspannung von 0,8 V [FLUKE2] oder aber 1 V (PTB Eigenbauten) auftretenden Verlustleistungen führen zu Erwärmungseffekten innerhalb der Messwiderstände. Daher bestehen diese meist aus einer Parallelschaltung mehrerer Einzelwiderstände um die Verlustleistung aufzuteilen. Hier wird letztlich der Kompromiss zwischen notwendiger Genauigkeit, Größe und Preis gemacht. Weiterhin weisen diese wegen der internen $I^2 \times R$ Erwärmung üblicherweise Aussteuerungsabhängigkeiten auf (self-heating), [VISH1]. Bei den hier benutzten Messwiderständen liegen diese bei bis zu 10 $\mu\Omega/\Omega$. Weiterhin kommen noch Fragen bezüglich der Langzeitstabilität hinzu. Ein letzter Schwachpunkt ist die Bebürdung des zu prüfenden Stromwandlers mit dem Messwiderstand. Ein Stromwandler verhält sich üblicherweise umso besser in seinen Eigenschaften, je niederohmiger der Abschluss ist. Daher kann eine Lösung mit Messwiderständen aufgrund dieser Rückwirkung unter Umständen zu hochohmig sein.

Im Gegensatz dazu hätte eine Lösung mit einem Stromwandler mit integriertem Messwiderstand Vorteile. Eine Umschaltung der Primärstromstärke kann über Windungszahlen erfolgen. Die Sekundärseite bliebe dadurch dieselbe, und kann für einen Bereich von etwa 10 mA (entsprechend einigen 100 Ω) ausgelegt werden. Hier tritt praktisch keine nennenswerte $I^2 R$ Erwärmung auf. Bereits mit ein oder zwei guten Messwiderständen ist ein Verhältnis der Betriebsleistung (einige 10 mW) zur Bemessungsleistung der Widerstände (ca. 1 W) von weit unter 5 % realisierbar. Die somit erreichbare Linearität liegt daher auch mit geringen Kosten innerhalb von $\pm 1 \mu\Omega/\Omega$ (z. B. Vishay H Serie, einige 10 €/St.) [VISH2]. Die Langzeitstabilität dieses Widerstandes liegt im Bereich von einigen ppm über mehrere Jahre hinweg. Da der Stromwandler für sich betrachtet ein extrem langzeitstabiles Element ist (keine nennenswerte Drift), wäre ein so aufgebauter IU Wandler ebenfalls langzeitstabil realisierbar. Die Eingangsimpedanz des Wandlers kann durch Wahl entsprechender Windungszahlen und Querschnitt des verwendeten Drahtes in gewissen Grenzen optimiert werden. Somit sind für den Stromstärkebereich bis 10 A Impedanzen von einigen m Ω (bei $I_N = 5$ A) und einigen 100 m Ω (bei $I_N = 100$ mA) erreichbar. Die damit verbundene Rückwirkung durch die Bebürdung ist daher wesentlich geringer als bei der Lösung mit Widerständen.

Jedoch gibt es auch hier mögliche Nachteile. Durch die Nichtlinearitäten des Magnetkerns kann der Wandler auch Nichtlinearitäten hervorrufen. Diese äußern sich dann in einer Kurvenformverzerrung, oder aber einer Aussteuerungsabhängigkeit der Messabweichungen bei der Grundswingungsanalyse (50 Hz). Weiterhin sind die Frequenzgänge einer solchen Lösung üblicherweise schlechter als bei der Verwendung von Messwiderständen. Dies hängt mit der meist eingeschränkten Bandbreite des Stromwandlers zusammen. Diese ergibt sich meist über den Kompromiss „Größe des Kerns“ und „Windungszahlen“. Hier möchte man üblicherweise mit einem Wandler auch den Frequenzbereich ab 16,7 Hz

bedienen. Über die ebenfalls zu berücksichtigenden Windungszahlenverhältnisse ergibt sich praktisch zwangsläufig eine höhere Anzahl von Sekundärwindungen. Damit sind die Streuinduktivität und die Streukapazität höher und die damit verbundene, obere Grenzfrequenz niedriger. Mit einer elektronischen Fehlerkompensation [MOO, BACH] lässt sich hier jedoch ein günstiger Kompromiss bezüglich minimal möglicher Windungszahl und guten Eigenschaften hinsichtlich unterer Grenzfrequenz erreichen.

Aufgrund der Abwägung der möglichen Vor- und Nachteile hat sich eine vernünftig erscheinende Lösung herauskristallisiert. Für die üblichen Kalibrieraufgaben erscheint der Ansatz eine transformatorisch gekoppelten Messbrücke (IU Wandler, vgl. Bild 36) zu nutzen als langzeitstabilste Option, mit der einzigen Schwäche bezüglich des erreichbaren Frequenzganges gegenüber Messwiderständen. Daher wird diese Option mit einem Satz Messwiderstände erweitert. Diese stehen dann für Sonderkalibrierungen, aber insbesondere auch für die Kalibrierung des Frequenzganges des IU Wandlers, zur Verfügung. Die Messanordnung mit den sich in der Messbrücke „SEKAM IV“ befindlichen IU Wandlern, deren Anschluss mit dem Prüfling (TX) und dem Normalwandler (TN) sowie dem bereits ausführlich beschriebenen, breitbandigen, ratiometrischen Messverfahren „VRS“ ist im Bild 37 dargestellt.

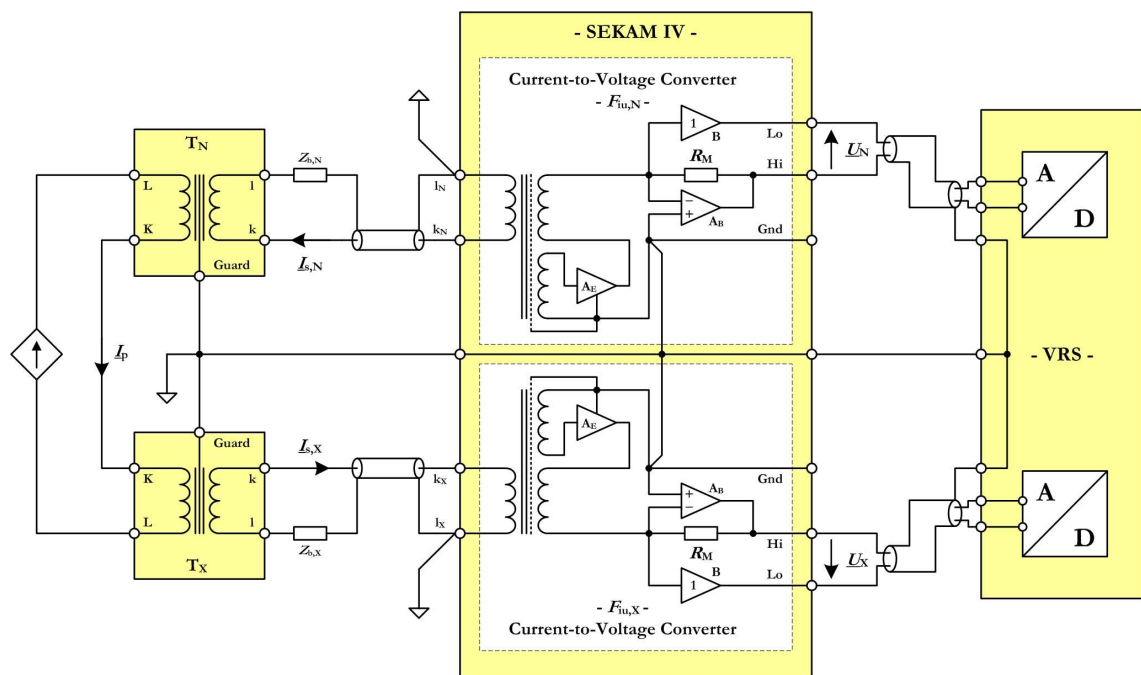


Bild 37: Prinzipielle Messanordnung der zu vergleichenden Stromwandler TX und TN in Verbindung mit der Messeinrichtung „SEKAM IV“.

Im Vergleich mit dem im Bild 36 gezeigten und programmtechnisch umgesetzten Modell der Stromwandlermesseinrichtung entsprechen die Wandler und Messwiderstände innerhalb der Messbrücke „SEKAM IV“ den Komponenten N2, RN-2, X2 und RX-2. Die primärseitig realisierten Stromstärkebereiche sind 5 A, 2,5 A, 1 A, 500 mA, 250 mA sowie 100 mA. Zusätzliche Primärwindungen für 5 A, 1 A und 100 mA erlauben den Anschluss von sogenannten Zweistufenstromwandlern sowohl als Normal (N-Seite), als auch als

Prüfling (X-Seite). Die Sekundärseite weist eine nominale Stromstärke von 10 mA auf. Der nachfolgend, aktiv angeordnete Messwiderstand ($R_M = 300 \Omega$) setzt diese Stromstärke in die nominale Ausgangsspannung von 3 V um. Aufgrund dieser aktiven Verschaltung des Messwiderstandes mit differenziellem Abgriff der Messspannung über die Hilfspuffer (B) ergeben sich zwei weitere Vorteile. Der mit dem elektronischen Kompensationsverstärker (A_E) aufgebaute Stromwandler wird mit effektiv Null Ohm bebürdet. Dies verringert die ohnehin geringen Messabweichungen des Stromwandlers. Weiterhin ist die Ausgangsspannung ohne Verlust an Genauigkeit kapazitiv belastbar, da der effektiv wirksame Ausgangswiderstand praktisch Null ist ($R_{Out} \rightarrow 0$). Da die nominale Ausgangsspannung des so aufgebauten IU Wandlers auf 3 V ausgelegt wurde, sind hier zusätzliche Messverstärker nicht notwendig. Die Messbrücke ist daher bezüglich ihrer zu berücksichtigenden Messabweichungen robust und macht den späteren Einsatz im Kalibrierbetrieb einfach. Der detaillierte Aufbau der elektronisch fehlerkompensierten Stromwandler des IU Wandlers sowie seine regelungstechnische Auslegung soll jedoch im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter behandelt werden.

Lediglich die wichtige Fragestellung nach der Rückführung des Satzes von Widerständen sowie die daran anschließende Rückführung der Messbrücke SEKAM IV für den höheren Frequenzbereich soll skizziert werden. Der Satz von Messwiderständen ist nach nominaler Stromstärke geordnet im Bild 38 dargestellt. Die jeweils notwendigsten Informationen bezüglich Widerstandswert bzw. Nominalstrom sind mit angegeben.

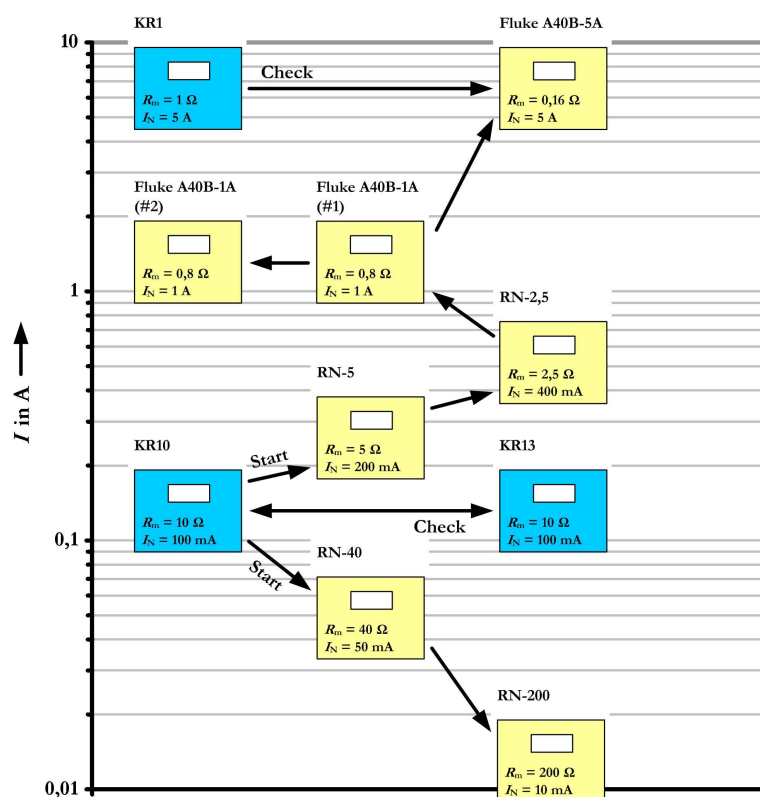


Bild 38: Aufbau-Schema zur Bestimmung der Frequenz- und Phasengänge des Satzes von Messwiderständen für Nominalstromstärken von 10 mA bis 5 A

Die blau dargestellten Messwiderstände (KR 1, KR 10 und KR 13) stellen die in ihrer Zeitkonstante kalibrierten Normale dar. Die gelb dargestellten Widerstände sind die nach ihren Zeitkonstanten (Phasengängen) und Frequenzgängen zu bewertenden Messwiderstände. Der Startpunkt liegt bei 100 mA (KR 10). Hier wird zu höheren Stromstärken hin die Kette:

- KR 10 → RN-5 (bei 100 mA)
- RN-5 → RN-2,5 (bei 200 mA)
- RN-2,5 → Fluke A40B-1A (#1) (bei 400 mA)
- Fluke A40B-1A (#1) → Fluke A40B-5A (bei 1 A)

und zu kleineren Stromstärken hin die Kette

- KR 10 → RN-40 (bei 30 mA)
- RN 40 → RS-200 (bei 6 mA)

im Frequenzbereich von 50 Hz bis 20 kHz gemessen. Ein Plausibilitätsvergleich ist mit Hilfe des KR 1 möglich. Hier müssen innerhalb der Messunsicherheiten die Ergebnisse für die über die beschriebene Aufbaumessung kalibrierte Zeitkonstante (Phase) des Fluke A40B-5A übereinstimmen. Nachfolgend sind die wesentlichen Ergebnisse dieser Aufbaumessung in Tabelle 8 zusammengefasst. Die Messabweichung für den jeweiligen Widerstandswert selbst ist nicht angegeben, da dieser geringfügig stromabhängig, und nicht langzeitstabil ist.

Tabelle 8 Ergebnis der Aufbaumessung für den Widerstandssatz von 10 mA bis 5 A.

Name	I_{nom}	R_{nom}	$\Delta\epsilon_Z(f_o - f_u)$ in $\mu\Omega/\Omega$	T_Z in ns	$U(T_Z)$ in ns
RS-200	10 mA	200 Ω	< 12	1,1	5
RS-40	50 mA	40 Ω	< 12	1,5	3
RN-5	200 mA	5 Ω	< 5	0,7	3
RN-2,5	400 mA	2,5 Ω	< 5	0,7	3
Fluke A40B-1A (#1)	1 A	0,8 Ω	< 5 ¹⁾	0,7	4
Fluke A40B-1A (#2)	1 A	0,8 Ω	< 5 ¹⁾	0,7	4
Fluke A40B-5A	5 A	0,16 Ω	< 10 ¹⁾	1,2	4
¹⁾ aus Werkskalibrierschein Fluke AC/DC Transferdifferenz der Messwiderstände					

Jedoch sind die für den Frequenzgang relevanten Ergebnisse erkennbar. Der Unterschied $\Delta\epsilon_Z(f_o - f_u)$ kennzeichnet den gemessenen, bzw. abgeschätzten Unterschied der Messabweichung ϵ_Z des Messwiderstandes zwischen 20 kHz und 50 Hz („AC-DC Unterschied“). Die Zeitkonstante T_Z ist der für Berechnung des Phasengangs notwendige Parameter. Die

Unsicherheiten $U(\varepsilon_Z)$ und $U(T_Z)$ entsprechen den nach Anhang 5.5.4 berechneten Messunsicherheiten. Die beispielhafte Berechnung der Messunsicherheit für die Messung KR 10 \rightarrow RN-5 (bei 100 mA) ist im Anhang 5.5.4a) dargestellt.

Aufbauend auf den Ergebnissen der Messung des Satzes von Messwiderständen ist die Aufbaumessung der Messwandlerbrücke SEKAM IV schematisch im Bild 39 dargestellt. Der Startpunkt der Aufbaumessung bildet die Messung mit dem Widerstand RN-40, und dem 100 mA/3 V Bereich des IU-Konverters SEKAM IV (N), da sich hier ein für die erreichbare Messunsicherheit besonders günstiges Spannungsverhältnis von $\Gamma = 1,333$, entsprechend $40 \Omega / 30 \Omega$ ergibt.

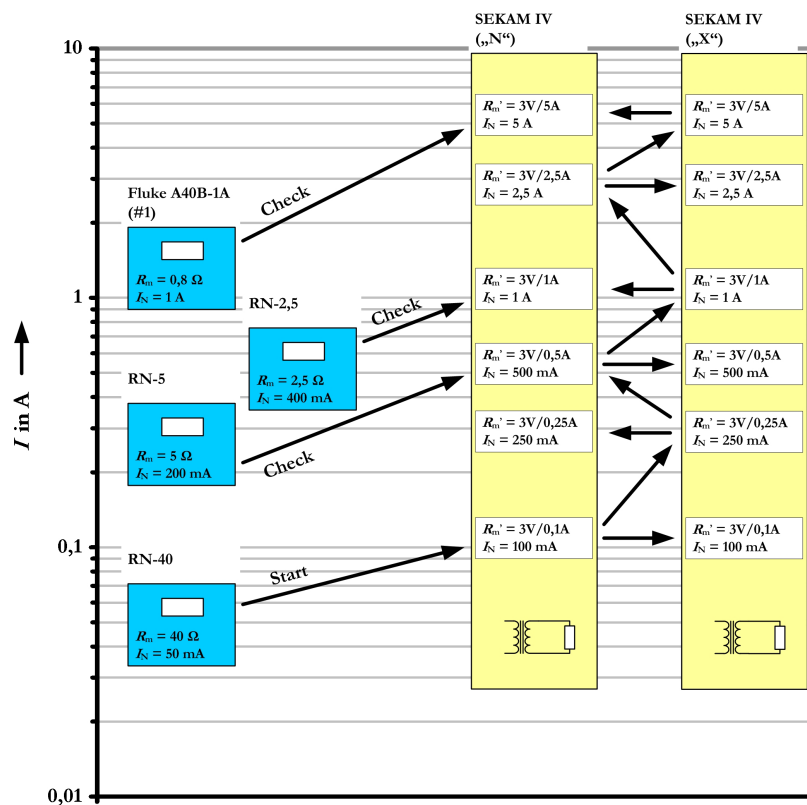


Bild 39: Aufbau-Schema zur Bestimmung der Frequenz- und Phasengänge der Messwandlerbrücke für Nominalstromstärken von 100 mA bis 5 A

Die weitere Aufbaumessung bis in den Bereich 5 A/3 V wird jeweils mit den beiden IU-Konvertern SEKAM IV (N) und SEKAM IV (X) durchgeführt. Da diese aufgrund der guten Messwiderstände wie bereits dargelegt, praktisch keine relevante Aussteuerungsabhängigkeit besitzen, ist diese Messung wesentlich günstiger hinsichtlich der erreichbaren MU zu bewerten. Weiterhin liegt das gemessene Spannungsverhältnis bei dieser Aufbaumessung immer bei $\Gamma = 2$ oder $\Gamma = 2,5$, was ebenfalls günstig für die erreichbare MU ist.

Im Anhang 5.5.4b) sind sowohl beispielhaft ein MU Budget, als auch die gemessenen Frequenzgänge nach Betrag und Phase für den IU-Konverter SEKAM IV (N) dargestellt. Bis 20 kHz ergeben sich hier Messabweichungen unter 0,07 % bzw. 0,05 crad. Im für die

Energietechnik wichtigen Frequenzbereich von 16,7 Hz bis 2,5 kHz weist dieser Konverter einen Frequenzgang von besser als $20 \cdot 10^{-6}$ für den Betrag und besser als $50 \mu\text{rad}$, entsprechend einer äquivalenten Zeitkonstante von unter 3 ns auf.

3.3.2 WECHSELSTROM-KALIBRIERUNG DES STROMWANDLERS PSU 200 HF

Die Stromwandler für die Wechsel- aber auch die Gleichstromseite (vgl. Bild 1) des aus kommerziellen Komponenten bestehenden Messplatzes „Umrichter“ sind vom Typ Zimmer PSU 200 HF (baugleich LEM IT 200-S ULTRASTAB) [ZIM2], [LEM]. Die Wandler sind Durchsteckwandler und gleichstromfähig. Sie weisen eine Kleinsignalbandbreite bis 1 MHz auf (Herstellerangabe). Der spezifizierte Spitzenstrom ist $200 \text{ A}_{\text{pk}}$. Daher wurde für die nachfolgend beschriebene Kalibrierung ein Strom von 100 A nominal bei AC festgelegt. Das Übersetzungsverhältnis beträgt 1000 A/A, d.h. der sekundärseitige Strom beträgt nominal 100 mA. Diese Festlegung erlaubt eine maximale Aussteuerung bis 140 % bei sinusförmigem Wechselstrom. Die maximale sekundärseitige Stromteilheit von mehr als $100 \text{ A} / \mu\text{s}$ lässt rechnerisch eine Leistungsbandbreite von etwa 100 kHz zu.

Zur Erhöhung der Empfindlichkeit dieses Wandlers sind auch Messungen mit mehreren Primärwindungen von Interesse. Die nominale Durchflutung des Wandlers entspricht $\Theta_{\text{nom}} = N_p \cdot I_{\text{p,r}} = 100 \text{ AW}$. Mit zehn Primärwindungen ergibt sich somit eine nominale Stromstärke von 10 A. Diese Stromstärke ist mit den in Kapitel 3.3.1 beschriebenen Referenzsensoren (Widerstandssatz bzw. transformatorisch gekoppelte IU Konverter) kalibrierbar. Als Messwiderstand für die Sekundärseite des Wandlers wurde der Widerstand RM-5 (5Ω , entsprechend 1 V_{pk} bei Vollaussteuerung) ausgewählt, da dieser in den erlaubten Bürdenbereich fällt. Weiterhin ist zu beachten, dass die geometrische Anordnung der Primärleiter symmetrisch um den Wandler erfolgt.

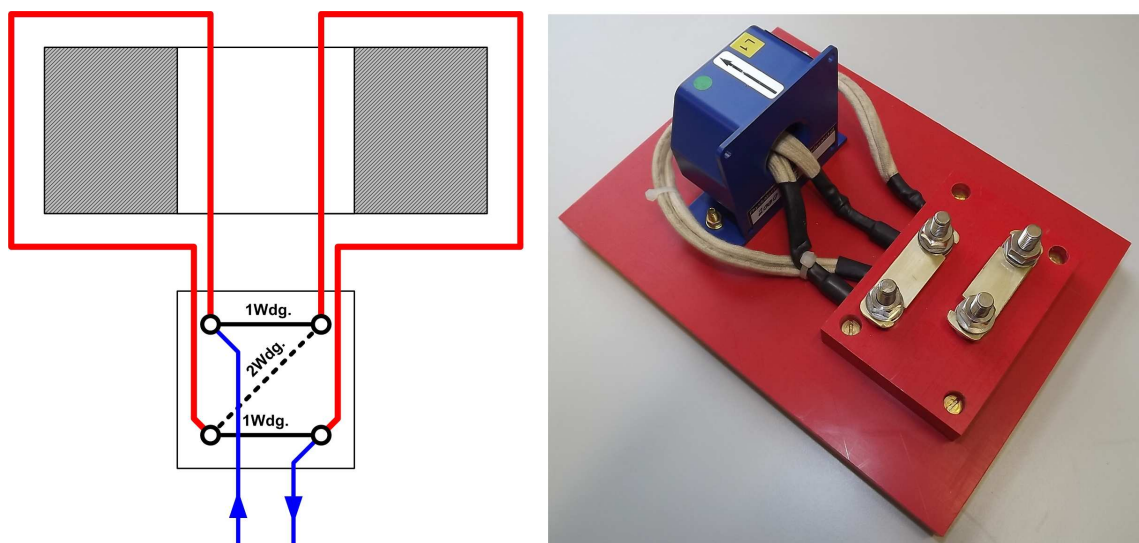


Bild 40: Schema (links) zur umschaltbaren symmetrischen Anordnung der Primärleiter für $N_p = 1$ ($I_{\text{p,r}} = 100 \text{ A}$), bzw. $N_p = 2$ ($I_{\text{p,r}} = 50 \text{ A}$) mit dem Durchsteckstromwandler Zimmer PSU 200. Rechts: Foto des realisierten Aufbaus.

Im Bild 40 ist eine umschaltbare symmetrische Anordnung für 1 oder 2 Primärwindungen dargestellt. Der Aufbau hin zu primären Windungszahlen von 4, 6, 8, oder 10 erfolgt sinngemäß. Dieser symmetrische Aufbau schafft zudem die Möglichkeit den lageabhängigen Einfluss des Rückleiters zu vermeiden, da hier die primärseitigen Hin- und Rückleiter zur Minimierung von Magnetfeldern verdreht werden können. Die Strategie zur Kalibrierung der drei Stromwandler für die Wechselstromseite des Umrichtermessplatzes ist:

- Kalibrierung der Linearität der drei Wandler mit 50 Hz von 1 % bis 100 % bei $N_p = 10$ (100 AW)
- Nachweis der Unabhängigkeit des Fehlers bei einem Wandler (L1) für unterschiedliche Anzahl von Primärwindungen von $N_p = 1$ bis $N_p = 10$, jedoch symmetrische Konfiguration des Primärleiters
- Kalibrierung des Frequenzgangs eines Wandler (L1) bei 3 A und 10 A (bei $N_p = 10$, entsprechend 100 AW)

Die Ergebnisse dieser Untersuchung sind zusammen mit einem beispielhaften Unsicherheitsbudget im Anhang 5.5.4c) auf Seite 195 dargestellt. Die dort dargestellten Ergebnisse erlauben die Aussage, dass in Verbindung mit der geometrischen Anordnung nach Bild 40 die Rückführung für die drei Wandler bis 100 A und zusätzlich auch bei verschiedener Anzahl von Primärwindungen gelungen ist. Geringe aussteuerungsabhängige Unterschiede im Frequenzgang oberhalb 2,5 kHz wurden beobachtet. Diese sind jedoch praktisch nicht relevant, da beispielsweise bei Untersuchungen an Umrichtern die Oberwellen, die in diesem Frequenzbereich übertragen werden, nur noch wenig zur gesamten Wirkleistung beitragen. Diese geringen Unterschiede lassen sich jedoch für weitere Untersuchungen als ein zusätzlicher MU-Beitrag darstellen.

Aufgrund der gewonnen Erkenntnisse mit der symmetrischen Leiterführung bei dieser Art von Stromwandlern (LEM IT Serie bis 1 kA nominal) lässt sich nun auch ein Kalibrierservice für solche Wandler unter der Voraussetzung etablieren, dass eine geeignete Erzeugung mit den jeweiligen Transkonduktanzverstärker verfügbar ist.

Hier laufen derzeit Projekte und Beschaffungsmaßnahmen mit dem Ziel, entweder einen sehr breitbandigen Stromverstärker [ClaHe] mit maximal 100 A und 100 kHz Bandbreite, bzw. einen Hochleistungsverstärker „PA 3120A“ der Fa. Rohrer mit 270 V_{rms}, 15/30 kVA und 5 kHz Bandbreite im Strombetrieb und nachfolgend angeordneten Erzeugertransformator mit äußerst geringer Streuinduktivität als Quellen zu etablieren. Dieser Erzeugertransformator entsteht in Zusammenarbeit mit der Fa. Ritz. Im Ergebnis dieses Projektes werden die hier dargestellten Stromwandlermessmöglichkeiten zur Kalibrierung eines kommerziellen primärseitig umschaltbaren Klasse 0,5 Stromwandlers mit den drei Übersetzungen 25 A/1A, 50 A/1A, und 100 A/1A genutzt.

3.4 MESSPLATZ FÜR SPANNUNGSWANDLER

Bei dem Aufbau der Wandlermesseinrichtung für Spannungswandler nach dem absoluten, ratiometrischen Verfahren kann grundsätzlich in Analogie zur bereits diskutierten Stromwandlermesseinrichtung nach Kapitel 3.3 vorgegangen werden. Auch hier wird, basierend auf den zur Verfügung stehenden ratiometrischen Messsystemen „RaMSys“ und „VRS“ das zugrunde liegende Rechenmodell für die zu programmierende Wandlermesseinrichtung angegeben. Dieses Rechenmodell wird dann auch gleichzeitig zur Berechnung der Messunsicherheiten für Spannungswandler herangezogen. Das Modell ist universal gehalten, um praktisch alle vorkommende Typen von Spannungssensoren zu charakterisieren. Diese Typen können sein:

- Spannungswandler
- Induktivteiler (IVD)
- resistive, oder kapazitive Teiler
- EVT mit analogen Spannungsausgang
- Messverstärker

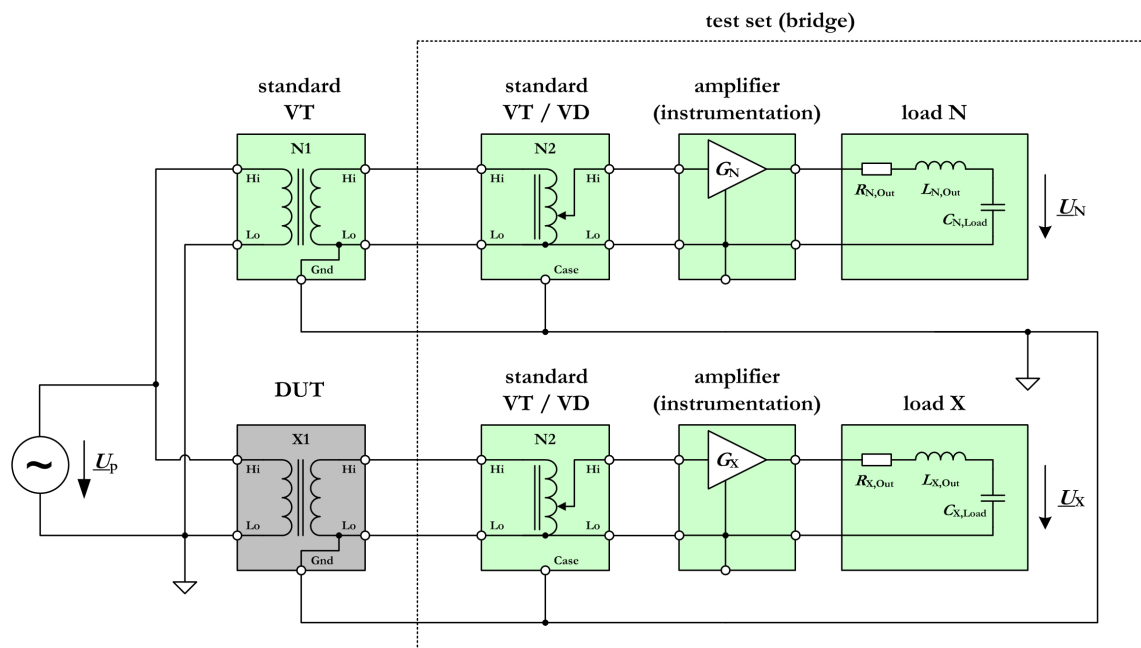


Bild 41: Implementiertes universales Modell der Messeinrichtung für Spannungswandler.

Ein praktisch alle Eventualitäten beinhaltendes Modell ist im Bild 41 dargestellt. Es ist kanalweise (Pfad N, Pfad X) aufgebaut. Die Eingangsspannung U_p liegt am Normalwandler (N1) und am Prüfling DUT (X1) an. Die nachgeschalteten Spannungswandler (N2, X2) und die Messverstärker (G_N , G_X) passen jeweils die Sekundärspannungen von N1 und X1 an die Eingangsspannungsbereiche des ratiometrischen Messsystems (nicht gezeichnet) an.

Diese Komponenten (N_2 , G_N , X_2 und G_X) übernehmen die Funktion einer ansonsten klassischen, nach der Differenzmethode arbeitenden Messeinrichtung. Das Modell beinhaltet auch eine kapazitive Belastung der (effektiv wirksamen) Ausgangsimpedanzen $R_{N,Out} + j \cdot \omega \cdot L_{N,Out}$ und $R_{X,Out} + j \cdot \omega \cdot L_{X,Out}$ durch diese Eingänge. Die zusätzliche Berücksichtigung der Induktivität liefert beispielsweise bei Induktivteilern im höheren Frequenzbereich bessere Ergebnisse.

Die Berechnungsroutinen für die so realisierte Messeinrichtung und deren Messunsicherheiten sind im Anhang 5.5.5 auf Seite 199 ausführlich dargestellt.

3.4.1 ÜBERSICHT DER VERWENDETEN NORMALE UND AUFBAUMESSUNG

Im Kapitel 3.4 wurde unter Berücksichtigung des ratiometrischen Messsystems VRS (Kapitel 3.2) eine breitbandige Spannungswandermesseinrichtung beschrieben. Diese Messeinrichtung, zusammen mit dem softwareseitig programmierten Modell, ist in der Lage ein Spannungssensor praktisch beliebiger Bauart gegen einen bekannten Spannungssensor zu kalibrieren. Dabei zeigte sich, dass die Messunsicherheiten des VRS für beliebige Verhältnisse innerhalb 0,1... 10 praktisch unterhalb $\pm 10 \mu\text{V}/\text{V}$ bzw. μrad liegen. Damit dominieren in einer typischen Kalibrierung die Messabweichungen und die zugehörigen Messunsicherheiten der verwendeten Referenzsensoren. Es ist daher notwendig, ihre Messabweichungen für den Einsatzbereich zu kalibrieren. Im Falle der hier zu schaffenden Messmöglichkeit für breitbandige ratiometrische Spannungsmessungen sei der Einsatzbereich (vgl. Tabelle 1) hier nochmals hervorgehoben. Dieser ist

- Grundswingungsanalyse bei Wechselspannungen bis etwa 15 kV
- Frequenzgang bis 20 kHz bei Spannungen bis 5 % (750 V) der Grundswingung

Für die Grundswingungsanalyse (50 Hz) ist es notwendig die Aussteuerungsabhängigkeit der Betrags- und Phasenfehler eines Wandlers zu erfassen. Hier stehen bereits seit vielen Jahrzehnten etablierte Referenzwandler zur Verfügung. Diese haben beispielsweise eine Übersetzung von 10 kV/100 V und sind hinsichtlich ihrer Messabweichungen im Arbeitsbereich von üblicherweise 20 % bis mindestens 140 % Aussteuerung bekannt. Hier ist jedoch noch eine weitere Anpassung dieser Sekundärspannung (vgl. Bild 41) an den Eingangsspannungsbereich von 10 V_{pk} der bereits diskutierten ratiometrischen Messsysteme notwendig. Dies erfolgt mit den Komponenten N_2 und X_2 der so definierten Messbrücke. Für diese Zwecke stehen auch seit einigen Jahren selbst entwickelte umschaltbare Spannungswandler und umschaltbare, breitbandige, aktive Widerstandsteiler [MOH7] zur Verfügung. Alle notwendigen Komponenten für die Untersuchung eines beliebigen Prüflings bei Grundswingung existieren daher, und müssen im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter behandelt werden.

Jedoch für die Bestimmung von Frequenzgängen bei bis zu 750 V und Frequenzen bis 20 kHz kommt hier nur eine Aufbaumessung für den ohnehin zu kalibrierenden Spannungsteiler Zimmer HST12-3 [Zim2] des Wirkungsgrad-Messplatzes in Frage, da

dieser allein den Spannungsbereich bis 12 kV breitbandig abdecken kann. Die anderen zur Verfügung stehenden Normale wären für höchstens 500 V geeignet („HPVD2“ und „HPVD3“). Es steht zwar auch ein breitbandiger Impulsteiler („RT1000“) für Spannungen bis 1500 V_{pk} zur Verfügung, jedoch ist dieser thermisch nicht für sinusförmige Dauerbelastung (U^2/R Verluste) geeignet.

Im Bild 42 ist die Aufbaumessung für den Frequenzgang bis 20 kHz bei den nominalen Spannungen der jeweiligen Spannungswandler bis 12 kV dargestellt. Basis dieser Messung bilden vier einstellbare Induktivteiler (blauer Hintergrund). Der erste Satz IVD „UW26“ und „KT32“ deckt den unteren Frequenzbereich von 47 Hz bis 1 kHz ab. Diese speziell für den unteren Frequenzbereich ausgelegten Induktivteiler sind für Spannungen bis 2,5 f , entsprechend 125 V bei 50 Hz einsetzbar. Der zweite Satz IVD „KT30“ und „KT31“ deckt den oberen Frequenzbereich von 1 kHz bis 20 kHz ab. Diese speziell für den höheren Frequenzbereich ausgelegten Induktivteiler sind für Spannungen bis 0,35 f , entsprechend 350 V bei 1 kHz einsetzbar.

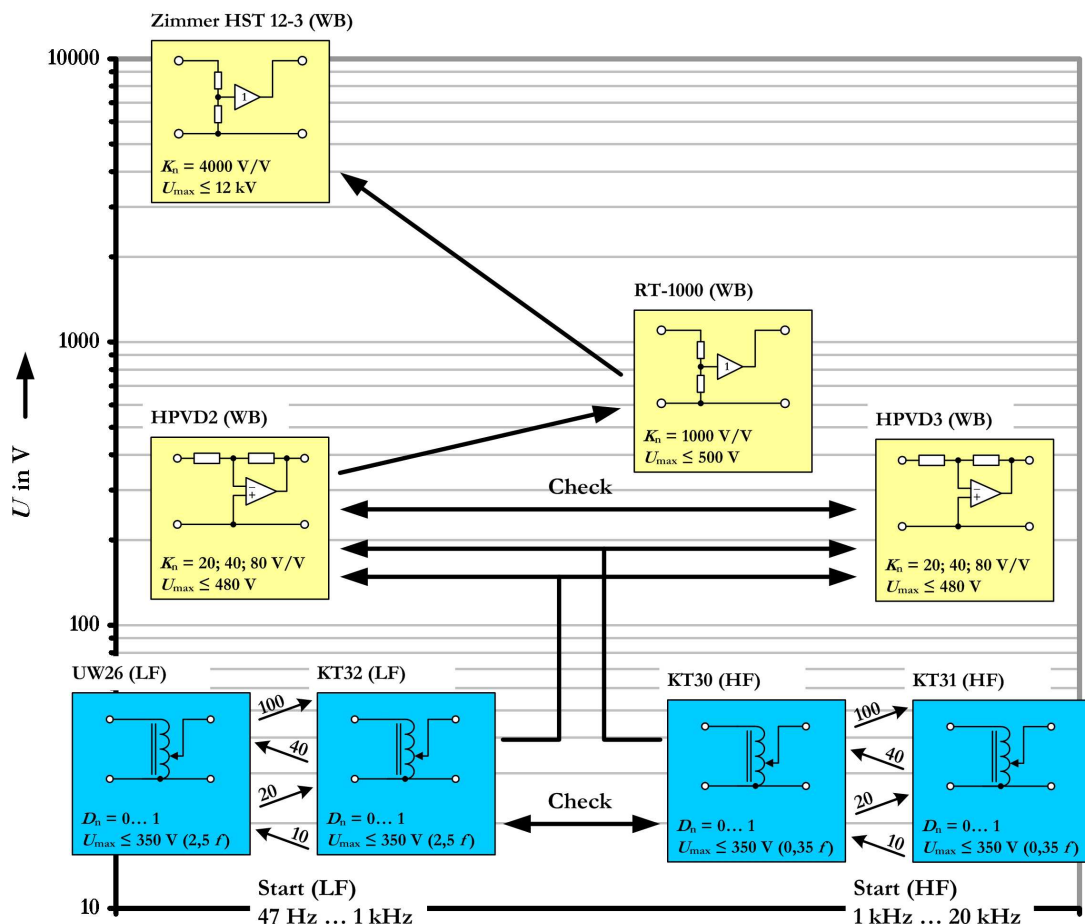


Bild 42: Aufbau-Schema zur Bestimmung der Frequenz- und Phasengänge der Spannungsteiler für Nominalspannungen von 10 V bis 12 kV

Die IVD „UW26“ (LF) und „KT30“ (HF) wurden innerhalb der PTB (AG 2.12) bei den möglichen Einstellungen der ersten Dekade (0,0; 0,1; 0,2... 1,0) und einigen Fixpunkten in

der Frequenz (62,5 Hz, 225 Hz, 1 kHz, 4,8 kHz) sowie Eingangsspannungen bis 10 V kalibriert. Mit diesen Ergebnissen wurde die Genauigkeit des VRS bei diesen Verhältnissen von 0,0 bis 1,0 überprüft. Die Ergebnisse dieser Verifikation schlugen sich in der MU des VRS nieder (vgl. Anhang 5.5.3 auf Seite 185). Basierend auf dieser Verifikation wird der Frequenzgang der Einstellung 0,100000 beider IVD jeweils im niedrigen Frequenzbereich (UW 26), bzw. im höheren Frequenzbereich (KT30) direkt bei geringer Eingangsspannung von 6 V ermittelt. Anschließend erfolgte eine Aufbaumessung durch direkten Vergleich beider Sätze von IVDs. Dieser ist kurz für den Satz (KT30 und KT31) beschrieben:

- KT30 ($D_n = 0,1$) \rightarrow KT31 ($D_n = 0,1$) bei 1 kHz und Spannungen von 6 V... 60 V. Dabei änderte sich die Differenz zwischen beiden IVDs bei Erhöhung der Eingangsspannung nicht. Daher kann von einer Aussteuerungsunabhängigkeit der Eigenfehler in dieser Teilerstellung (0,1) der beiden IVD ausgegangen werden.
- KT30 ($D_n = 0,1$) \rightarrow KT31 ($D_n = 0,05$) bei 48 V und von 1 kHz... 20 kHz. Das Verhältnis der Ausgangsspannungen ist 2,4 V/4,8 V ($I_{XN} = 1/2$).
- KT31 ($D_n = 0,05$) \rightarrow KT30 ($D_n = 0,025$) bei 48 V und von 1 kHz... 20 kHz. Das Verhältnis der Ausgangsspannungen ist 1,2 V/2,4 V ($I_{XN} = 1/2$).
- KT30 ($D_n = 0,025$) \rightarrow KT31 ($D_n = 0,01$) bei 48 V und von 1 kHz... 20 kHz. Das Verhältnis der Ausgangsspannungen ist 0,48 V/1,2 V ($I_{XN} = 1/2$).

In analoger Weise wird die niederfrequente Aufbaumessung für den Satz der IVD „UW26“ und „KT32“ im Frequenzbereich von 47 Hz bis 1 kHz durchgeführt. Im Ergebnis dieser Aufbaumessungen stehen für eine Spannung von 48 V kalibrierte Induktivteiler im Frequenzbereich von 47 Hz bis 20 kHz zur Verfügung. Ausgenommen der Teilerstellung $D_n = 0,1$ (entsprechend $K_n = 10$) ist jedoch bei Abweichungen von dieser Spannung von 48 V mit einer Veränderung der gemessenen Messabweichungen zu rechnen, da sich bei einstellbaren IVD üblicherweise die Linearität durch Hinzuschaltung der zweiten (oder weiteren) Dekade(n) verschlechtert. Für den weiteren Verlauf der Untersuchungen werden nun die Ergebnisse auf breitbandige aktive Widerstandsteiler (HPVD2, HPVD3) durch Kalibrierung übertragen.

Da die Spannungsteilung bei diesen mithilfe von Widerständen erfolgt, ist ein so realisierter Spannungsteiler linear. Der Frequenzgang eines solchen Teilers ist daher spannungsunabhängig. Diese Eigenschaft wird bei der Kalibrierung gegen die IVD UW 26 (LF) und KT30 (HF) bei 48 V ausgenutzt. Nicht unabhängig von der Eingangsspannung ist jedoch der Basisfehler des Widerstandsteilers. Aufgrund von U^2/R Verlusten erwärmt sich üblicherweise ein Widerstand und verändert damit seinen Wert geringfügig. Damit verändert sich auch der Basisfehler des Widerstandsteilers. Dies ist jedoch nicht weiter von Interesse, da der Basisfehler bei 50 Hz mit hoher Genauigkeit gegen andere induktive Teiler (IVD oder Spannungswandler) ermittelt werden kann. Die gesamte Messabweichung ε_u des Widerstandsteilers kann daher über die Summe

$$\varepsilon_u = \varepsilon_u(\xi) + \Delta\varepsilon_u(f) \quad (38)$$

$$\text{mit } \xi = \frac{U_p}{U_{p,\text{nom}}}$$

ausgedrückt werden. Die Aussteuerung ξ wird üblicherweise in % vom Bereich angegeben. Die Frequenzganguntersuchung beschränkt sich daher auf die Bestimmung der Abhängigkeit $\Delta\varepsilon_u(f)$. Die Kalibrierung für die drei Bereiche 60 V / 3 V, 120 V / 3 V und 240 V / 3 V des aktiven Widerstandsteilers HPVD 2 wird nun bei der Spannung von 48 V wie folgt durchgeführt.

- 60 V/3 V Bereich:
 gegen UW26 ($D_n = 0,1$) bei 47 Hz bis 1 kHz
 gegen KT30 ($D_n = 0,1$) bei 1 kHz bis 20 kHz
 Das Verhältnis der Ausgangsspannungen ist 2,4 V/4,8 V ($I_{\text{XN}} = 1/2$)
- 120 V/3 V Bereich:
 gegen UW26 ($D_n = 0,05$) bei 47 Hz bis 1 kHz
 gegen KT30 ($D_n = 0,05$) bei 1 kHz bis 20 kHz
 Das Verhältnis der Ausgangsspannungen ist 1,2 V/2,4 V ($I_{\text{XN}} = 1/2$)
- 240 V/3 V Bereich:
 gegen UW26 ($D_n = 0,025$) bei 47 Hz bis 1 kHz
 gegen KT30 ($D_n = 0,025$) bei 1 kHz bis 20 kHz
 Das Verhältnis der Ausgangsspannungen ist 0,6 V/1,2 V ($I_{\text{XN}} = 1/2$)

In analoger Weise werden die Frequenzabhängigkeiten des zweiten breitbandigen Widerstandsteilers HPVD3 für seine vier Bereiche 60 V / 3 V, 120 V / 3 V, 180 V / 3 V und 240 V / 3 V ermittelt. Dieser Teiler ist für die Aufbaumessung zwar nicht notwendig, jedoch ist mit diesem Teiler Redundanz gegeben. Die Ergebnisse für die beiden Teiler mit Angabe der Parameter der Ausgleichsfunktionen für den Frequenzgang, sowie ein beispielhaftes MU Budget sind im Anhang 5.5.5a) dargestellt.

Bevor durch Kalibrierung die Eigenschaften des für den Wirkungsgrad-Messplatzes notwendigen Teilers Zimmer HST12-3 bestimmt werden können, wird in einem letzten Zwischenschritt der breitbandige Teiler RT1000 mit dem Teilungsfaktor 1000 und einer Grenzfrequenz von mehr als 10 MHz gegen den HPVD3 bei 240 V (Teilungsfaktor 80) kalibriert. Das Verhältnis der Ausgangsspannungen beider Teiler ist $80/1000 = 1/12,5$. Damit sind zwar die Messbedingungen für das ratiometrische Messsystem VRS ungünstig, jedoch lassen sich hier noch vernünftige Messunsicherheiten für das komplexe Verhältnis erzielen. Die Kalibrierung wird wie folgt durchgeführt.

- 500 V/0,5 V Bereich (RT1000) gegen HPVD2 ($K_n = 80$) bei 47 Hz bis 20 kHz.
 Das Verhältnis der Ausgangsspannungen ist 0,24 V/3 V ($I_{\text{XN}} = 1/12,5$)

Die Ergebnisse dieser Kalibrierung mit beispielhaften MU Budget sind im Anhang 5.5.5b) angegeben. Hier ergibt sich nun erstmals die Möglichkeit einer Kontrolle der bisherigen Aufbaumessungen, beginnend bei den IVD über die aktiven Widerstandsteiler HPVD bis zur beschriebenen Messung des RT1000.

Der breitbandige Teiler RT1000 wurde vor einigen Jahren (2009) in einer Diplomarbeit [ZANG] mit dem Ziel aufgebaut, über Monte-Carlo Methoden aus der Sprungantwort die Laplace'sche Übertragungsfunktion zu bestimmen. Da bei diesem Widerstandsteiler kein kapazitiver Abgleich durch zu den Widerständen parallel geschaltete Kondensatoren vorgenommen wurde, ist ein vereinfachender Ansatz mit einem Modell zweiter Ordnung möglich gewesen. Ansonsten hätten sich Schwierigkeiten bei der Modellfindung ergeben, da dann trotz verbesserter Bandbreite (siehe Problematik bei einem Tastkopf 10:1) der Frequenzgang von zwei verschiedenen Elementen - den Widerständen für LF, und den Kondensatoren für HF - jeweils unterschiedlich im unteren und oberen Frequenzbereich dominiert würden.

Die Parameter dieser Übertragungsfunktion sind $f_0 = 86 \text{ MHz}$ und $D = 3,38$. Damit ergibt sich rechnerisch ein frequenzabhängiger Betragsfehler bei 20 kHz von -2 ppm. Der Phasenfehler im unteren Frequenzbereich ergibt sich rechnerisch aus der Zeitkonstante $T = -2 D / \omega_0 = -12,5 \text{ ns}$. Wird der damalige kapazitive Abschluss von etwa 50 pF (Oszilloskop mit 30 cm Koaxkabel) zusammen mit dem 50 Ω Ausgangswiderstand des RT1000, entsprechend -2,5 ns berücksichtigt, ergibt sich eine korrigierte Zeitkonstante von -10 ns. Messunsicherheitsbetrachtungen wurden hierzu nicht angestellt. Die Unsicherheiten sind jedoch im Bereich der Anstiegszeit des damals verwendeten Oszilloskops von etwa 3 ns und des verwendeten Tastkopfes 10 : 1 von weiteren 3 ns anzusiedeln.

Der jetzt mithilfe der Aufbaumessung ermittelte Phasenfehler bei 1 kHz kann durch eine Zeitkonstante von - 8,1 ns angegeben werden (vgl. Anhang 5.5.5b). Zusammen mit der berechneten Messunsicherheit von $\pm 2,1 \text{ ns}$ wird der mithilfe der Monte Carlo Methoden und der Faltung berechnete Wert von $-10 \text{ ns} \pm 5 \text{ ns}$ umschlossen. Diese hervorragende Übereinstimmung mit der vollkommen anderen Messmethode ist eine Bestätigung für das ratiometrische Messsystem VRS sowie der in Bild 42 dargestellten Aufbaumessung.

3.4.2 KALIBRIERUNG DER SPANNUNGSTEILERS HST12-3

Die Spannungswandler für die Wechselspannungsseite (vgl. Bild 1) des aus kommerziellen Komponenten bestehenden Messplatzes „Umrichter“ ist vom Typ Zimmer HST12-3 [ZIM2], und ist ein dreiphasiger RC Widerstandsteiler und somit gleichstromfähig. Die Ausgänge des Teilers sind intern durch Buffer entlastet. Dadurch sind sie praktisch lastunabhängig. Er weist eine Bandbreite von über 300 kHz bei 3 % Messabweichung auf (Herstellerangabe). Die nominale Spannung ist mit 12 kV spezifiziert. Das Übersetzungsverhältnis beträgt 4000 V/V, d.h. die „sekundärseitige“ Spannung beträgt nominal 3 V.

Der Spannungsbereich bis 12 kV wird bei 50 Hz mit einem geeigneten Normalspannungswandler und geeigneten Anpasswandler kalibriert. Die Untersuchung des Frequenzganges wird einer Spannungen von 240 V im Bereich von 50 Hz bis 20 kHz und mit den in Kapitel 3.4.1 beschriebenen Referenzsensoren (hier RT1000) durchgeführt.

Die Ergebnisse dieser Untersuchungen sind zusammen mit einem beispielhaften Unsicherheitsbudget im Anhang 5.5.5c) auf Seite 209 dargestellt. Die dort dargestellten Ergebnisse erlauben die Aussage, dass die Rückführung für den Spannungsteiler bis 12 kV gelungen ist. Es existiert somit im Labor „Messwandler“ ein bis 20 kHz bekanntes ratiometrisches Hochspannungsnormale für Spannungen bis höchstens 12 kV.

Hier jedoch wurden stärkere aussteuerungsabhängige Messabweichungen bei 50 Hz sowohl im Betrag ($L1$) als auch in der Phase ($L1$) von bis zu 0,04 % bzw. crad beobachtet. In der Phase $L3$ war die beste Stabilität zu beobachten. Nach Rücksprache mit der Herstellerfirma gibt es die Zusage, diesen Teiler nochmals auf Garantie zu verifizieren und die Instabilität abzustellen. Die gemessenen Frequenzgänge lassen den Schluss zu, dass der Teiler ausreichend breitbandig ist, d.h. die frequenzabhängigen Messabweichungen gering sind. Untersuchungen an Umrichtern können daher durchgeführt werden. Die kalibrierten Frequenzabhängigkeiten lassen sich für weitere Untersuchungen als zusätzlicher MU-Beitrag darstellen. Nach derzeitigem Stand muss wegen der beobachteten Instabilität in der Phase $L1$ mit erhöhter MU für das Teilungsverhältnis und den Phasenfehlwinkel gerechnet werden. Diese MU ist $U(\epsilon_u) = \pm 0,03 \%$ und $U(\delta_u) = \pm 0,04 \text{ crad}$ für 50 Hz.

Aufgrund der gewonnenen Erkenntnisse lässt sich nun auch ein Kalibrierservice für breitbandige Untersuchungen an Spannungswandlern etablieren. Auch hier ist eine geeignete Erzeugung für die jeweiligen Spannungspegel Voraussetzung. Mit dem zur Verfügung stehenden Hochleistungsverstärker „PA 3120A“ der Fa. Rohrer mit $270 \text{ V}_{\text{rms}}$, 15/30 kVA und 15 kHz Leistungsbandbreite im Spannungsbetrieb und nachfolgend angeordneten Erzeugertransformator lässt sich eine geeignete Signalerzeugung bis einige kV aufbauen. Dieser für diesen Zweck ausgesuchte Erzeugertransformator muss jedoch erst untersucht werden, und ist nicht Gegenstand dieser Arbeit.

4 KALIBRIERUNG DES LEISTUNGSANALYSATORS

Die Kalibrierung eines breitbandigen Leistungsanalysators mithilfe der aufgebauten Referenzen (vgl. Kapitel 2) soll nun beispielhaft am Gerät des Typs Zimmer LMG 500 [ZIM1] demonstriert werden. Alternativ hätte auch ein Gerät des Typs Yokogawa WT3000 [YOK] zum Einsatz kommen können. Weiterhin soll eine Messunsicherheitsabschätzung für den modularen Einsatz des LMG 500 mit den Spannungsteilern und Stromwandlern als Wirkungsgradmesssystem für Spannungspegel bis 20 kV und Ströme bis 200 A durchgeführt werden. Die Übersetzungsverhältnisse der Spannungsteiler und Stromwandler für Gleich und Wechselstrom sind bekannt (AC-U: 12 kV/4000; AC-I und DC-I: 200 A/1000; DC-U: 20 kV/5000). Somit betragen die zu emulierenden sekundärseitigen Spannungs- und Strompegel 3 V (AC-U), 140 mA (AC-I), 4 V (DC-U), sowie 200 mA (DC-I).

Der LMG wird nun zuerst individuell mit Gleich- und Wechselstrom kalibriert. Die Ergebnisse dieser getrennt durchgeführten Kalibrierungen lassen Rückschlüsse auf die Basiseigenschaften des Gerätes zu. Die mit dem Gerät grundsätzlich erreichbaren Genauigkeiten und Messunsicherheiten lassen sich so abschätzen. Die Messung gestaltet sich wie folgt:

- Kalibrierung bei Wechselspannungen und -strömen der Kanäle 1 - 3 (Kap. 4.1.1) mit dem PTB Leistungsnormal (Schwestersystem) bei 50 Hz
- Kalibrierung bei Gleichspannungen und -strömen der Kanäle 4 - 5 (Kap. 4.1.2) mit einem kalibrierten Voltmeter und entsprechenden Messwiderständen
- Kalibrierung des Wirkungsgrades aus Wechsel- und Gleichleistung, sowie verschiedenen Kurvenformen mit dem Wirkungsgrad-Kalibrator.

Zur besseren Veranschaulichung sind zunächst die diversen Anschlussmöglichkeiten eines Leistungskanals des LMG im Bild 43 dargestellt.

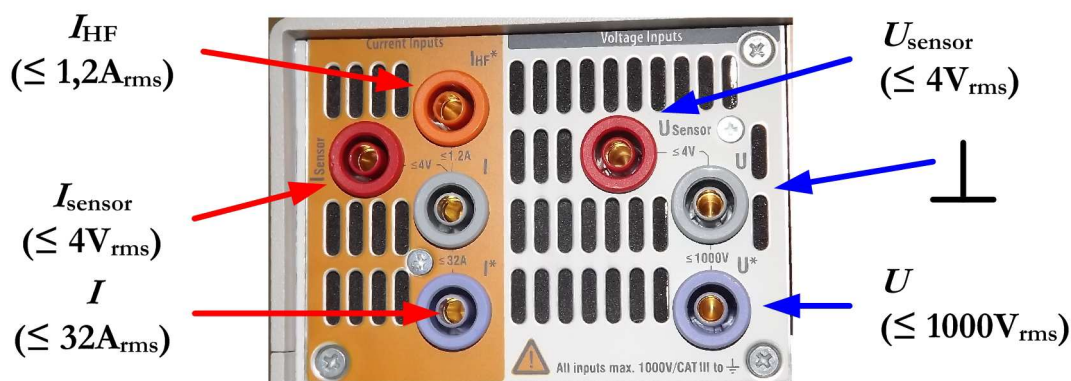


Bild 43: Übersicht der Anschlussmöglichkeiten des LMG 500 für einen Kanal.

In Tabelle 9 ist eine Zusammenstellung aller Messbereiche mit den zugehörigen Eingangsimpedanzen für einen Leistungskanal angegeben. Spannungsseitig besteht die Möglichkeit den Niederspannungsanschluss bis 1000 V und einen speziellen Sensoranschluss für Pegel bis 4 V zu wählen. Stromseitig ist ein Bereich für Ströme bis 32 A sowie ein spezieller Breitbandbereich für Ströme bis 1,2 A vorhanden. Auch hier besteht wieder die Möglichkeit alternativ den Sensoreingang für Spannungen bis 4 V zu nutzen, beispielsweise für spezielle Messwiderstände oder Stromwandler mit eingebauter Spannungsumsetzung.

Tabelle 9 Übersicht der möglichen Messbereiche des LMG 500 für einen Leistungskanal.
Die kalibrierten Messbereiche sind farbig hervorgehoben,

voltage channels				current channels					
voltage range		sensor range		current range		HF current range		sensor range	
4,5MΩ 3pF	1000 V	100kΩ 34pF	4 V	8,4 mΩ	32 A			100kΩ 34pF	4 V
	600 V		2 V		20 A				2 V
	400 V		1 V		10 A				1 V
	250 V		500 mV	27 mΩ	5 A				500 mV
	130 V		250 mV		3 A				250 mV
	60 V		120 mV		1 A				120 mV
	25 V		60 mV	84 mΩ	600 mA	100 mΩ	1 A		60 mV
	12,5 V		30 mV		300 mA		600 mA		30 mV
	6 V				150 mA		300 mA		
	3 V				80 mA		150 mA		
				710 mΩ	40 mA				
					20 mA				

Da der LMG mit externen Wandlern und Teilern eingesetzt werden soll, werden hier lediglich einige ausgewählte Sensoreingänge (1 V, 2 V, und 4 V) bzw. Stromeingänge (80 mA, 150 mA, und 300 mA) kalibriert.

4.1 KALIBRIERUNG BEI GLEICH- UND WECHSELSTROM

4.1.1 ERGEBNIS DER UNTERSUCHUNGEN BEI WECHSELSTROM

Für die Bestimmung der Wechselstromeigenschaften wird der LMG mit dem Leistungsnorm (Schwestersystem) in den genannten Bereichen hinsichtlich seiner Messabweichungen bei sinusförmigen Wechselspannungen und Wechselströmen bei 53 Hz kalibriert.

In der Tabelle 10 und Tabelle 11 sind die kalibrierten Messabweichungen bei verschiedenen Aussteuerungen zwischen 40 % und 120 % der Sensoreingänge und der Stromeingänge

Ch1 bis Ch3 angegeben. Die Linearität der Spannungsbereiche 1 V, 2 V, und 4 V geht beispielhaft für den Sensoreingang U-Ch1, und der Strombereiche 80 mA, 150 mA, und 300 mA des ersten Kanals aus dem Bild 44, bzw. Bild 45 hervor.

Tabelle 10 Ergebnis der AC Kalibrierung der Sensoreingänge (Spannung und Strom) des LMG 500 der Kanäle 1 -3.

			voltage sensor inputs			current sensor inputs		
sensor input range	U_{Test} in V	η_{Range} in %	$\Delta U_{\text{AC,Ch1}}$ in $\mu\text{V/V}$	$\Delta U_{\text{AC,Ch2}}$ in $\mu\text{V/V}$	$\Delta U_{\text{AC,Ch3}}$ in $\mu\text{V/V}$	$\Delta I_{\text{AC,Ch1}}$ in $\mu\text{V/V}$	$\Delta I_{\text{AC,Ch2}}$ in $\mu\text{V/V}$	$\Delta I_{\text{AC,Ch3}}$ in $\mu\text{V/V}$
4,00 V	4,80 V	120	203	204	101	128	124	161
	4,00 V	100	212	184	102	120	105	145
	3,20 V	80	211	174	87	80	87	115
	2,40 V	60	121	54	-64	-95	-75	-26
	1,60 V	40	133	-14	-111	-227	-192	-146
2,00 V	2,40 V	120	233	196	118	87	70	136
	2,00 V	100	243	181	124	73	47	112
	1,60 V	80	274	182	106	21	22	72
	1,20 V	60	176	61	-44	-183	-164	-94
	0,80 V	40	237	-1	-66	-343	-304	-232
1,00 V	1,20 V	120	181	53	-49	-183	-168	-100
	1,00 V	100	239	55	-56	-257	-201	-151
	0,80 V	80	248	1	-69	-346	-307	-231
	0,60 V	60	277	-97	-86	-468	-473	-371
	0,40 V	40	450	-172	-89	-783	-671	-612

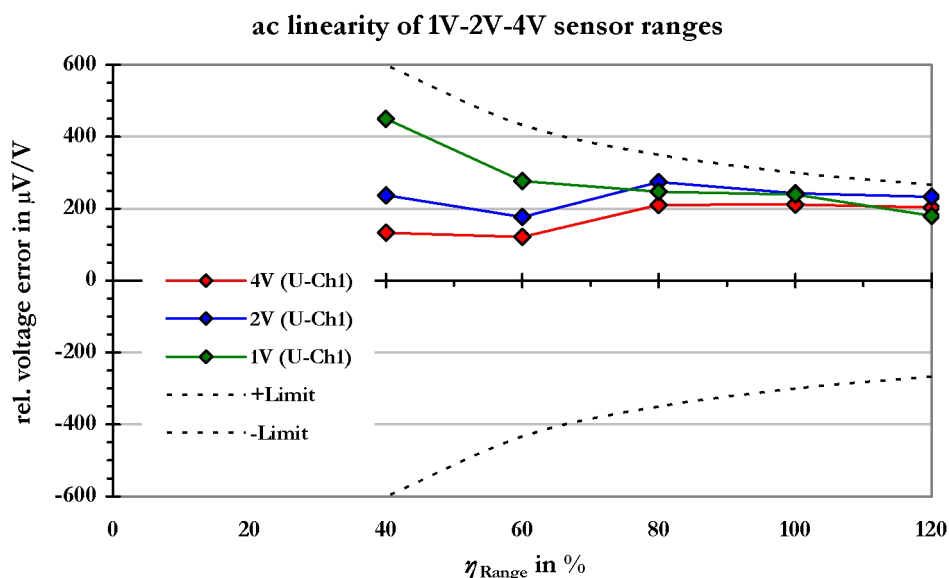


Bild 44: AC Linearität des Sensor-Eingangs Ch1-U für die Bereiche 1 V-2 V-4 V und Grenzwerte der Messabweichungen (Herstellerangaben).

Tabelle 11 Ergebnis der AC Kalibrierung der Stromeingänge des LMG 500 der Kanäle 1-3.

			current inputs		
sensor input range	I_{Test} in mA	η_{Range} in %	$\Delta I_{\text{AC,Ch1}}$ in $\mu\text{A/A}$	$\Delta I_{\text{AC,Ch2}}$ in $\mu\text{A/A}$	$\Delta I_{\text{AC,Ch3}}$ in $\mu\text{A/A}$
300 mA	360 mA	120	70	104	112
	300 mA	100	57	88	98
	240 mA	80	8	86	74
	180 mA	60	16	66	62
	120 mA	40	-13	-27	-1
150 mA	180 mA	120	53	83	117
	150 mA	100	29	53	102
	120 mA	80	-23	40	70
	90 mA	60	0	37	74
	60 mA	40	-67	-82	0
80 mA	96 mA	120	91	78	100
	80 mA	100	90	80	94
	64 mA	80	68	95	83
	48 mA	60	74	100	64
	32 mA	40	108	71	24

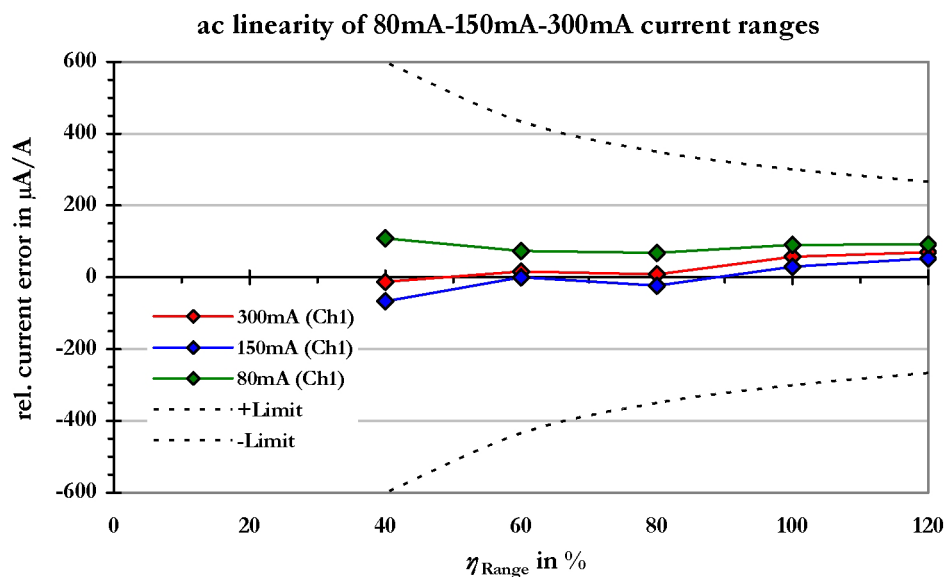


Bild 45: AC Linearität des Stromeingangs Ch1 für die Bereiche 80 mA-150 mA-300 mA und Grenzwerte der Messabweichungen (Herstellerangaben).

Die Ergebnisse zeigen, dass die Messabweichungen bei nominaler Aussteuerung im Bereich von unter $250 \mu\text{V/V}$, bzw. unter $100 \mu\text{A/A}$ liegen. Die Messabweichungen variieren mehr oder weniger stark mit der Aussteuerung. Zwischen 50 % und 120 % ist

daher mit zusätzlichen Effekten im Bereich von $100 \cdot 10^{-6}$ zu rechnen. Auch aus den nicht gezeigten Ergebnissen der anderen Kanäle können ähnliche Erkenntnisse gewonnen werden. Die Herstellerangaben bezüglich der zulässigen Toleranzen bei Wechselspannungen und -strömen um 50 Hz sind 0,01 % vom Messwert und zusätzlich 0,02 % vom Messbereich und werden durch die Messungen bestätigt. Die Messabweichungen für die ermittelten Leistungen werden nicht gezeigt, da diese im Wesentlichen direkt aus den gezeigten Eigenschaften der Spannungs- und Stromkanäle hervorgehen.

Abschließend wird noch der Einfluss des im LMG implementierten Digitalfilters auf die erreichbare RMS Genauigkeit für Spannungen im 50/60 Hz Bereich überprüft. Hierzu werden verschiedene Filtergrenzfrequenzen bis herab zu 10 kHz getestet. Das Ergebnis der Untersuchung der drei Phasen ist im Bild 46 dargestellt.

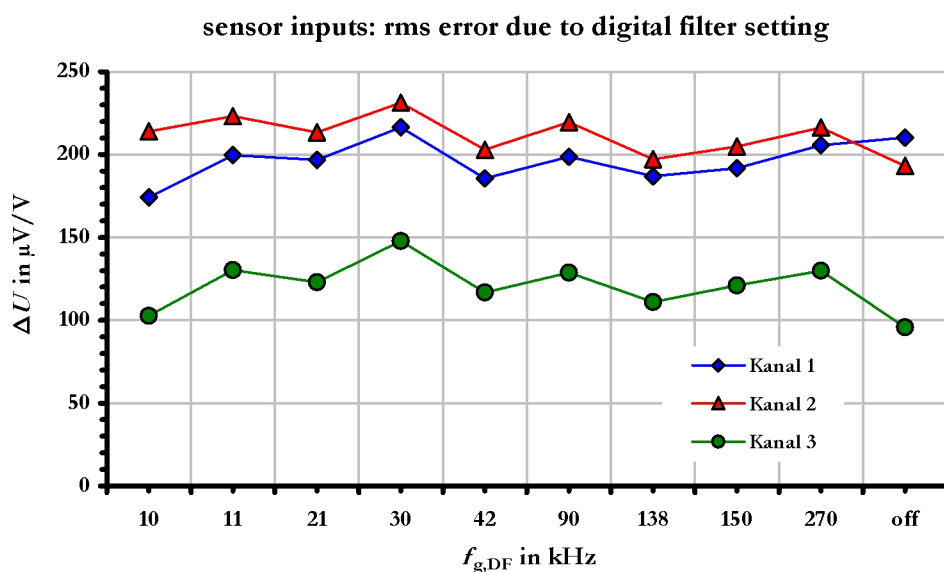


Bild 46: Einfluss des Digitalfilters auf die Genauigkeit von 50/60 Hz Messungen

Gezeigt werden die relativen Messabweichungen für die Sensoreingänge (U) im 4 V Bereich. Ein Trend für die drei Phasen ist nicht erkennbar. Die Schwankungen der einzelnen Messergebnisse liegen innerhalb eines Bereiches von $\pm 20 \mu V/V$. Das Digitalfilter mit den verschiedenen Grenzfrequenzen ist daher ausreichend breitbandig für Signale im Durchlassbereich um 50 /60 Hz.

4.1.2 ERGEBNIS DER UNTERSUCHUNGEN BEI GLEICHSTROM

Für die Bestimmung der Eigenschaften bei DC wird der Prüfling mit einem hochauflösenden Gleichspannungsvoltmeter mit vernachlässigbaren Messabweichungen und kalibrierten Präzisionswiderständen (vgl. Kapitel 3.3.1) kalibriert. Dabei werden sowohl die Sensoreingänge (Spannungseingänge) als auch die Stromeingänge der Kanäle 3 und 4

kalibriert. Als stabile Gleichspannungsquelle kam eine vor einigen Jahren selbst entwickelte hochstabile Quelle [KOE], sowie der im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Transkonduktanzverstärker (vgl. Kapitel 2.2.2) zum Einsatz.

Tabelle 12 Ergebnis der DC Kalibrierung der Sensoreingänge (Spannungs- und Stromsensoren) des LMG 500 der Kanäle 3-4.

		voltage sensor inputs		current sensor inputs	
sensor input range		$U_{DC,Ch3}$	$U_{DC,Ch4}$	$I_{DC,Ch3}$	$I_{DC,Ch4}$
4,00 V	gain error in $\mu V/V$	82	172	179	185
	offset voltage in μV	991	1091	736	1351
2,00 V	gain error in $\mu V/V$	62	170	205	147
	offset voltage in μV	566	571	431	766
1,00 V	gain error in $\mu V/V$	48	163	183	148
	offset voltage in μV	361	356	256	451

Die Messung gestaltete sich so, dass aus den Messergebnissen von jeweils zwei Messungen mit positiver und negativer Polarität der Verstärkungsfehler und der DC Offset unter Heranziehung eines linearen Modells $U_{Ans} = G \cdot U_{In} + U_{Off}$ bestimmt worden ist. Hierbei ist G die Verstärkung des Prüflings mit einem Wert von etwa Eins. Der Verstärkungsfehler gibt dann die Abweichung vom Idealwert Eins an. Zudem wird der Offset durch Umpolung bestimmt. In Tabelle 12 sind die Ergebnisse für die jeweiligen Spannungsbereiche, und in Tabelle 13 für die jeweiligen Strombereiche der Kanäle dargestellt.

Tabelle 13 Ergebnis der DC Kalibrierung der Stromeingänge des LMG 500 der Kanäle 3-4.

dc calibration of the current range (Ch3, Ch4)										
	300,0 mA		150,0 mA		80,0 mA		40,0 mA		20,0 mA	
	Ch3	Ch4	Ch3	Ch4	Ch3	Ch4	Ch3	Ch4	Ch3	Ch4
gain error in $\mu A/A$	164	49	139	66	25	-25	25	-16	66	38
offset current in μA	-150	-205	-97	-156	-15	-31	-5,4	-19,4	-3,1	-10,7

Dabei zeigte sich, dass die Messabweichungen (gain error) im Bereich von unter $\pm 200 \mu V/V$, bzw. $\pm 200 \mu A/A$ liegen. Die ermittelten Offsetspannungen werden zur besseren Vergleichbarkeit zweckmäßig auf den jeweiligen Messbereich bezogen, sodass

auch hier Ergebnisse von unter $\pm 5 \cdot 10^{-4}$ vom Messbereich für die Sensoreingänge, und etwa $\pm 1 \cdot 10^{-3}$ vom Messbereich für die Stromeingänge angegeben werden können.

Beispielhaft sei nun für den Spannungsbereich (Sensor Ch3-I) die Linearität des 4 V Bereiches ermittelt. Das Ergebnis geht aus dem Bild 47 hervor. Gezeigt sind die gemessenen Differenzen (rot). Der sich aus den beiden Punkten bei ± 4 V ergebende Offset (700 μ V) und Verstärkungsfehler (170 ppm) ist ebenfalls dargestellt.

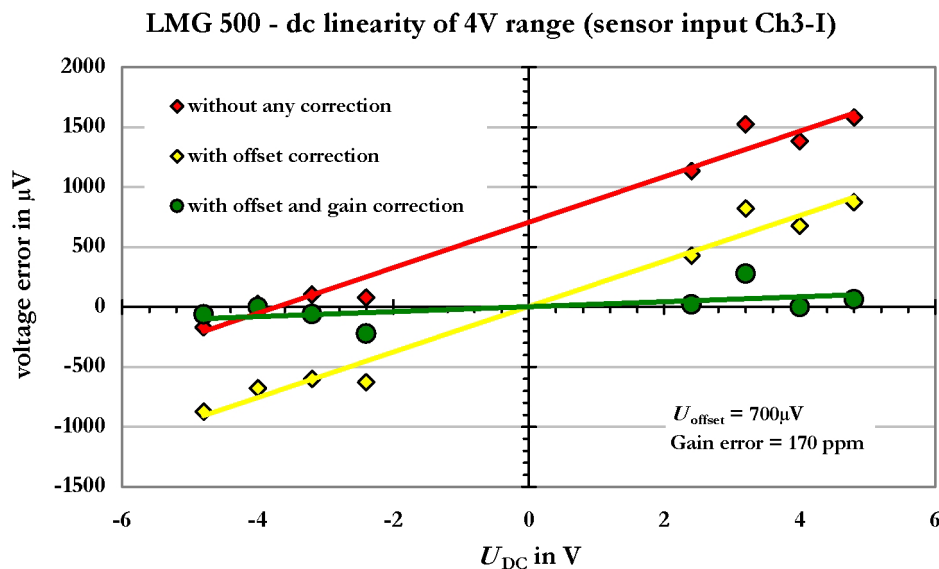


Bild 47: DC Linearität des Sensor-Eingang Ch3-I (Spannungseingang).

Nun sind zwei zusätzliche, für die Praxis bei DC Messungen relevante Szenarien zur Verbesserung der Genauigkeit eingezeichnet. Der erste Fall betrifft eine Korrektur der Offsetspannung (gelb) und wäre leicht durch eine Selbstkalibrierung (Nullen der Eingänge) und anschließende Berücksichtigung der Anzeige realisierbar. Der verbleibende Anteil in der erreichbaren Genauigkeit betrifft dann nur noch den Verstärkungsfehler. Dieses Szenario ist leicht für Anwender eines solchen DC Leistungsmessgerätes ohne eigene Kalibriermöglichkeiten denkbar, da das Gerät eine Funktion zur Offsetkompensation eingebaut hat. Insbesondere bei geringer Aussteuerung verbessert sich so die Genauigkeit. Eine vollständige Korrektur sowohl des Offsets, als auch des Verstärkungsfehlers (Szenario 2, grün) führt zwar letztlich zu den geringsten Fehlern, ist jedoch auch nur dann sinnvoll, wenn der Verstärkungsfehler kalibriert ist, und gleichzeitig auch stabil unter den jeweiligen Umgebungsbedingungen bleibt. Für industrielle Anwender ist dieser Ansatz daher praktisch nicht relevant.

In allen Fällen ist jedoch die Stabilität der Offsetspannung von Interesse. Das Ergebnis einer Messung über einen Zeitraum von etwa zwei Stunden ist im Bild 48 dargestellt. Dabei ergaben sich Änderungen von bis zu 200 μ V. Bezogen auf den Messbereich entspricht das einer Messunsicherheit von etwa $\pm 5 \cdot 10^{-5}$.

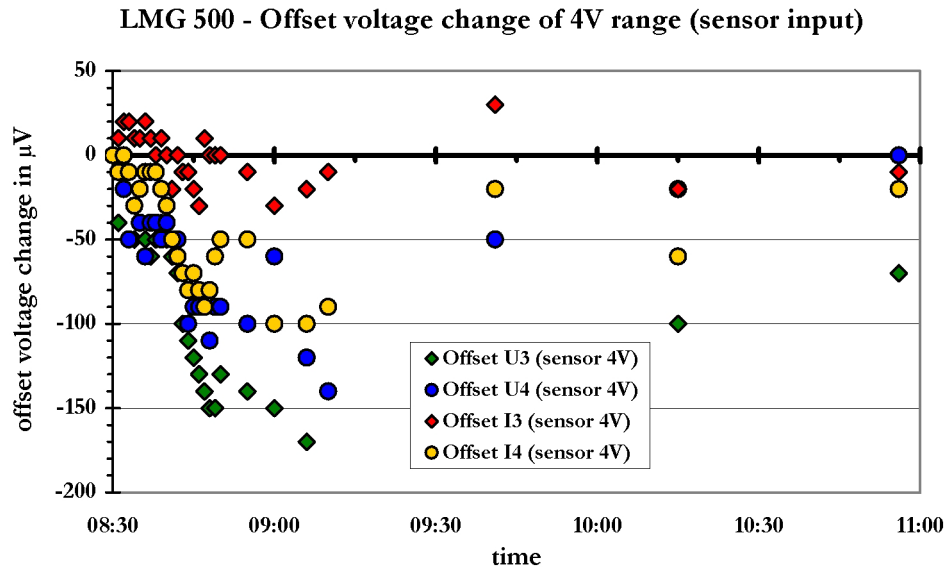


Bild 48: Kurzzeitstabilität der Offsetspannung der Sensor-Eingänge Ch3 und Ch4.

Anschließend sei nun für den Kanal 3 das Ergebnis für die Linearität des 150 mA Strombereiches im Bild 49 dargestellt. Es zeigt wiederum die für die drei möglichen Szenarien erreichbaren Messunsicherheiten. Dem Bild kann entnommen werden, dass auch hier eine Korrektur des Offsetstromes mit einer starken Verbesserung der DC Genauigkeit für die Stromstärke einhergeht (vgl. rot / gelb).

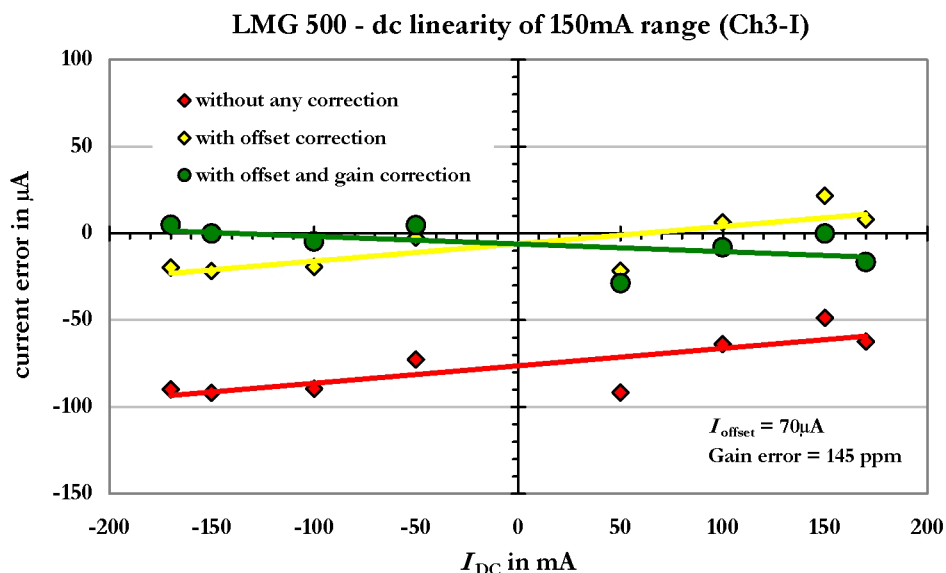


Bild 49: DC Linearität des Strom-Eingangs Ch3-I.

Dies würde sich auch in der Genauigkeit der vom LMG gemessenen DC Leistung widerspiegeln. Unter Verwendung linearer Modelle für einen Leistungskanal (Spannungspfad und Strompfad) ergibt sich $P_{\text{Anz}} = U_{\text{Anz}} \cdot I_{\text{Anz}} = (1 + e_U + e_I + \text{Off}_U/U + \text{Off}_I/I) \cdot U \cdot I$. Die

eine Messabweichung hervorrufenden Fehlerterme sind die Verstärkungsfehler e_U und e_I , sowie die der Offsetspannungen und -ströme Off_U/U und Off_I/I . Verstärkungsfehler führen zu aussteuerungsunabhängigen Messabweichung bei DC. Offsetspannungen und -ströme hingegen führen zu den von der Aussteuerung abhängigen Fehlertermen $Off_U/MB_U \cdot MB_U/U$ und $Off_I/MB_I \cdot MB_I/I$. Mit den Zahlen nach Bild 47 und Bild 49 ergeben sich für eine Spannung von 2,4 V (entsprechend 12 kV) und einen Strom von 100 mA (entsprechend 100 A) im Messbereich 4 V abgeschätzte Fehlerterme von 300 ppm und -400 ppm im Messbereich 150 mA. Es ergibt sich zwar so ein gesamte Messabweichung von -100 ppm für die DC Leistung, jedoch ist hier eindeutig, dass der größere Beitrag von den Offsetspannungen und -ströme herrührt. Die Stabilität des Offsetstromes geht aus dem Bild 50 hervor.

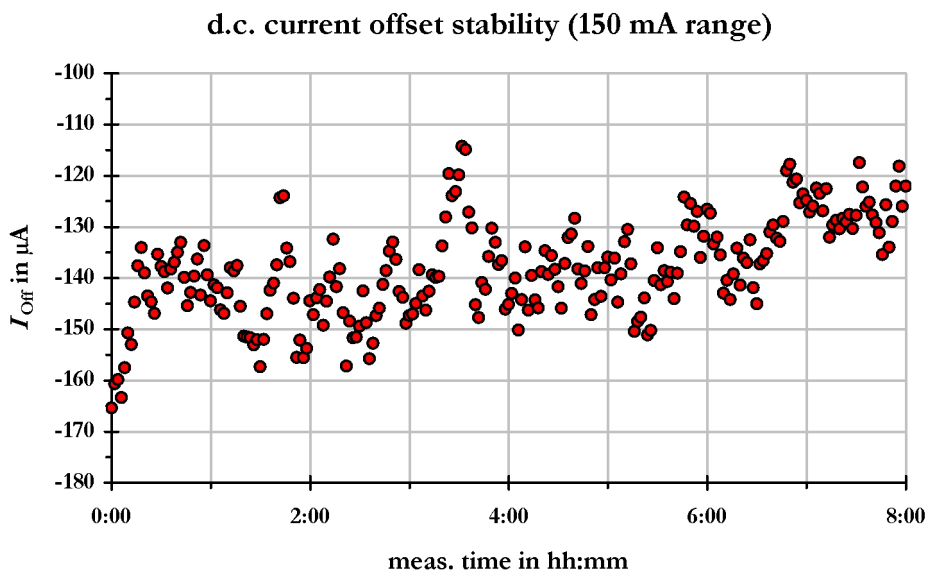


Bild 50: Stabilität des Offsetstromes des Strombereiches 150mA (Ch4).

Der Zeitraum der Untersuchungen wird auf über 8 Stunden ausgedehnt. Dabei zeigen sich Änderungen von bis zu $50 \mu A$. Bezogen auf den Messbereich entspricht das einer Messunsicherheit von etwa $\pm 3,5 \cdot 10^{-4}$ und ist damit etwa siebenfach größer als die Variation der Sensoreingänge. Der Hersteller [ZIM1] gibt die relativen Effekte der Offsetspannungen und -ströme mit bis zu 0,06 % vom Bereichsendwert an. Diese Ergebnisse können im Wesentlichen bestätigt werden. Jedoch bedeutet dies bei ungünstigen Konstellationen (halbe Aussteuerung der Bereiche) im schlimmsten Fall eine Messabweichung der DC Leistung von weit über 0,1 %. Dieser Anteil könnte durch die beschriebene Kompensation der beiden Offsets vernachlässigt werden. Es bliebe dann nur noch die Offsetänderung von höchstens 0,005 % für die Sensoreingänge, bzw. 0,035 % für die Stromeingänge. Dies führt dann zu einem, im oben beschriebenen ungünstigsten Fall auftretenden Fehlerterm von 0,08 % für die Messabweichung der DC Leistung.

4.1.3 ERGEBNIS DER UNTERSUCHUNGEN MIT DEM WIRKUNGSGRAD-KALIBRATOR

Nun werden noch einige Tests mit dem Wirkungsgrad-Kalibrator durchgeführt. Dieser ist auf eine Samplingrate von 500 kHz und eine Frequenzauflösung von 2,5 Hz eingestellt. Es wird ein Wirkungsgrad von etwa 95 % mithilfe von 3 V und 100 mA wechselstromseitig, und 3 V und 95 mA gleichstromseitig mit der integrierten multikanaligen Erzeugung erzeugt. Die Wechselstromseite des so emulierten Umrichters wird mit den Kanälen 1-2, und die Gleichstromseite mit den Kanälen 3-4 des LMG gemessen.

Zunächst wird über einen Zeitraum von acht Stunden die Stabilität ermittelt. Die auf den jeweiligen Anfangswert bezogenen Abweichungen sind im Bild 51 dargestellt.

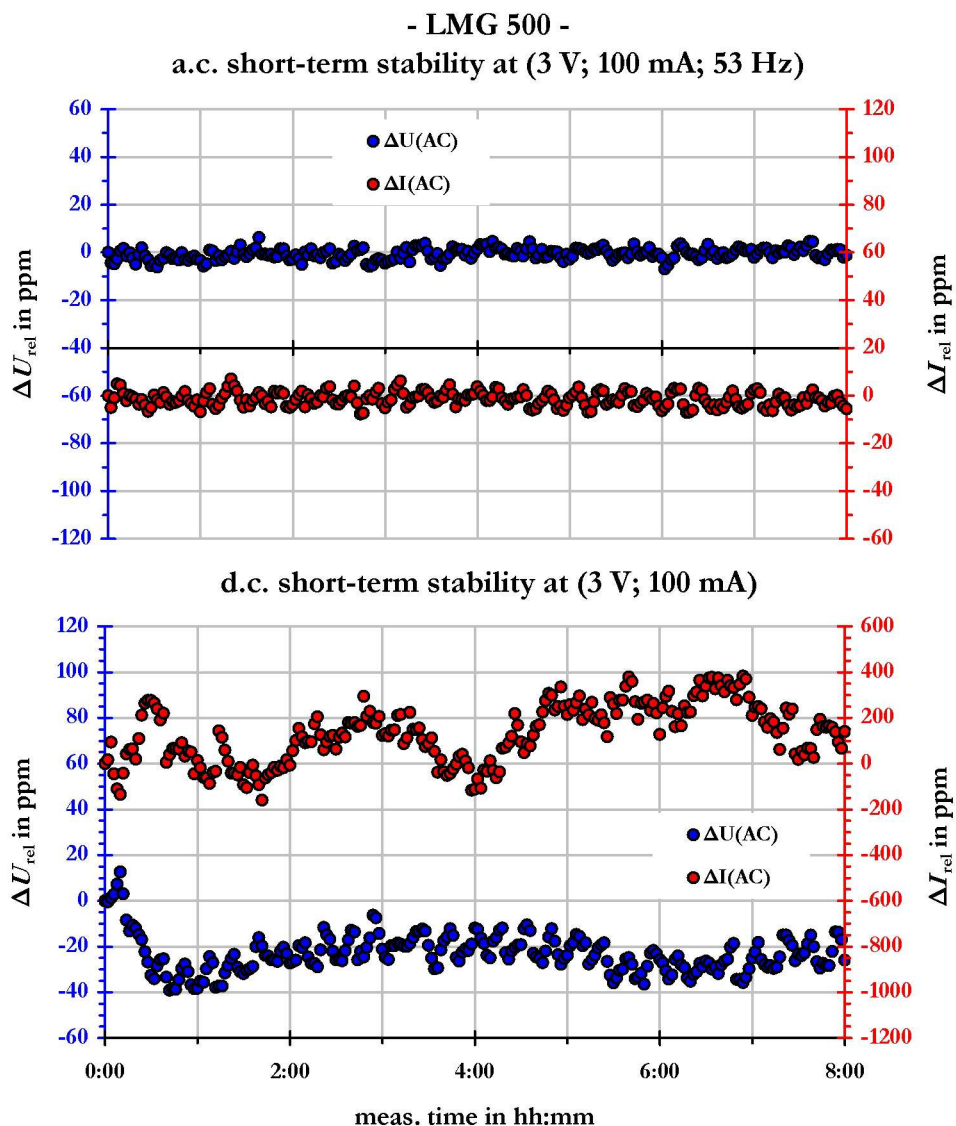


Bild 51: Stabilität des LMG 500 über einen Zeitraum von 8 Stunden. Die Integrationszeit beträgt 5 s. Jeder Punkt repräsentiert den Mittelwert über etwa 2 min.

Dabei zeigt sich für Wechselstrom eine hohe erreichbare Stabilität ohne nennenswerte Drift (oberes Bild). Dies deutet auf innerhalb des LMG verbaute, hinreichend kurzzeitstabile DC Referenzen, Verstärker und Messwiderstände hin. Bei Gleichstrom hingegen sind höhere Schwankungen erkennbar (unteres Bild). Diese haben ihre Ursache in der bereits diskutierten Schwankung der internen Offsetgrößen. Sie stehen im Einklang mit den bereits ermittelten Eigenschaften (vgl. Bild 48 und Bild 50).

Nun wird die erreichbare Verbesserung durch den geräteinternen Offsetabgleich mit einem Vorher-Nachher-Vergleich ermittelt. Die Ergebnisse für den Sensorbereich 4 V und den Strombereich 150 mA der Kanäle 3-4 sind in Tabelle 14 dargestellt. Im Falle der Sensoreingänge wird eine vollständige Kompensation der Offsetspannungen erreicht. Im Strombereich wird jedoch keine signifikante Verbesserung erreicht. Hier scheint die starke Schwankung der Offsetstromes (vgl. Bild 50) einen besseren geräteinternen Abgleich zu verhindern.

Tabelle 14 Ergebnis der Offsetkompensation des LMG 500 der Kanäle 3-4.

Offset- abgleich	$U_{MB} = 4V$		$I_{MB} = 150mA$	
	$U_{Off,Ch3}$ in μV	$U_{Off,Ch4}$ in μV	$I_{Off,Ch3}$ in μA	$I_{Off,Ch4}$ in μA
vorher	1493	1332	-109	-143
nachher	0	0	78	66

Mithilfe weiterer Tests mit dem LMG werden die erreichbaren Genauigkeiten für die Spannungen und Ströme, den daraus resultierenden Gleich- und Wechseleleistungen, sowie des so ermittelten Wirkungsgrades in verschiedenen Szenarien bewertet. Diese sind:

- #1a) und #1b): Messung ohne Offsetabgleich, jedoch zusätzlich vertauschte Polarität von U_{DC} und I_{DC} . Das Produkt P_{DC} ist somit in beiden Fällen positiv.
- #2a) und #2b): Messung analog zu #1, jedoch nach Offsetabgleich.
- #3: Addition der 3. Harmonischen in U_{AC} (THD = 10 %) und I_{AC} (THD = 40 %). Die Leistung der Oberschwingung ist somit 4 % der Grundschwingungsleistung.
- #4: Emulation einer Multilevel Kurvenform mit 7 Stufen (ähnlich Bild 12) in U_{AC} und I_{AC} (THD = 8,7 %). Die Bandbreite ist auf 20 kHz begrenzt.
- #5: Emulation einer zusätzlich pulsbreitenmodulierten Multilevel Kurvenform mit 7 Stufen (ähnlich Bild 13) in U_{AC} und I_{AC} (THD = 15 %). Die Bandbreite ist auf 20 kHz begrenzt.
- #6: Emulation der Kurvenform eines 6-Puls Gleichrichter DC-seitig (B6). Die Bandbreite ist auf 20 kHz begrenzt.

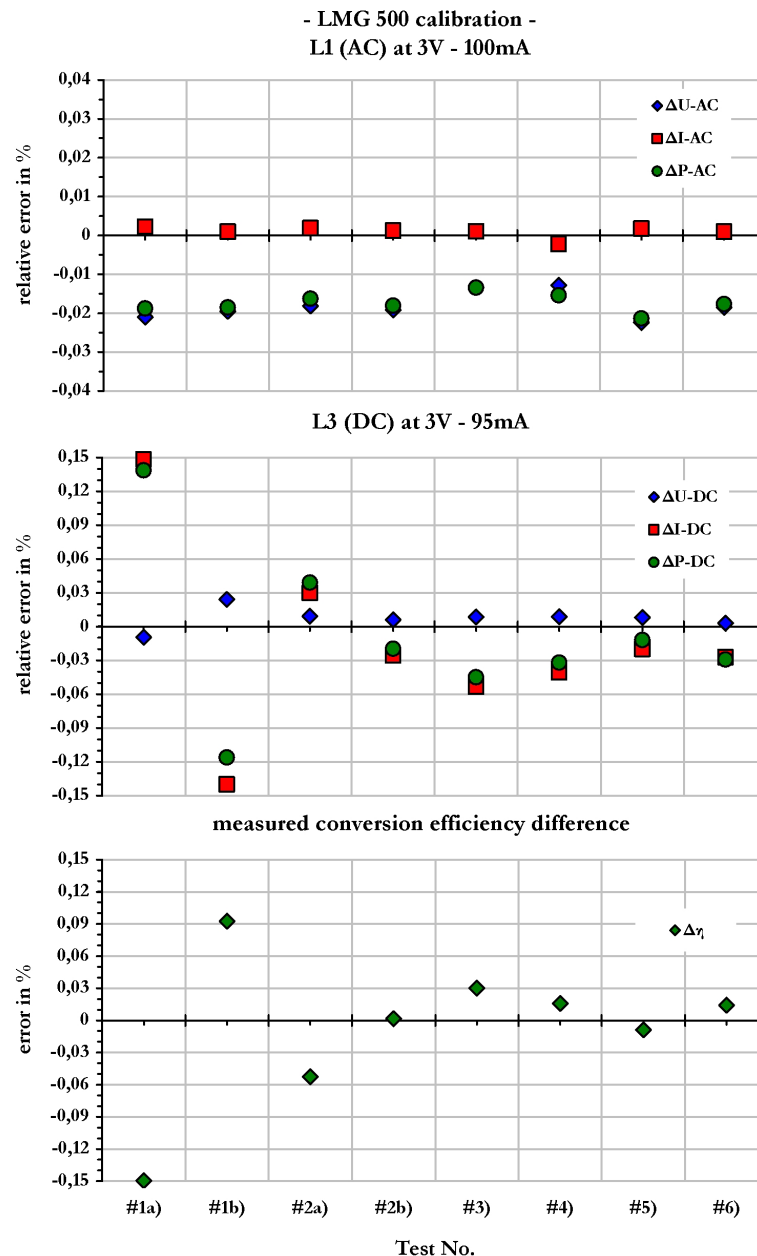


Bild 52: Ergebnis verschiedener Szenarien (#1 bis #7) mit dem LMG 500. Das obere Bild (AC) und das mittlere Bild (DC) zeigen die relativen Messabweichungen ΔU , ΔI und ΔP . Im unteren Bild sind die Messabweichungen des rechnerischen Wirkungsgrades dargestellt.

Die Ergebnisse dieser Tests sind im Bild 52 dargestellt. Hier zeigt sich im Wesentlichen für Wechselspannungen, dass die Messabweichungen unabhängig von den jeweiligen Tests sind. Zudem ergibt sich auch rechnerisch die Messabweichung für die Leistung (grün) aus der Summe der Messabweichung der Spannungen (blau) und Ströme (rot). Die Messgrößen U , I und P sind daher definitionsgemäß im LMG umgesetzt, und es lassen sich für Messunsicherheitsbetrachtungen einfache Rechenmodelle [RAE] verwenden.

Für DC zeigt sich, dass der Hauptbeitrag der erreichbaren Genauigkeit aus den Offseteigenschaften herrührt. Insbesondere Messungen ohne vorherige Offsetkompensation (#1a und #1b) führen zu Messabweichungen, die oberhalb 0,1 % für die DC Leistung liegen. Jedoch zeigt sich auch hier, dass die Summe der Messabweichungen der Spannung und des Stromes jeweils rechnerisch mit der gemessenen Messabweichung für die Leistung übereinstimmt. Auch für Gleichstromsignale sind daher die Berechnungsroutinen für U , I und P definitionsgemäß umgesetzt, und es lassen sich für Messunsicherheitsbetrachtungen einfache Modelle verwenden.

Zudem zeigen beide Ergebnisse für die Leistungen (AC und DC) praktisch keine signifikanten Abhängigkeiten von den getesteten Kurvenformen (vgl. #2 bis #6) innerhalb einer Toleranz von $\pm 0,005$ % bei AC, und $\pm 0,04$ % bei DC. Dies ist auf die hohe Bandbreite von bis zu 10 MHz des LMG zurückzuführen [MOH3]. Der aus dem Verhältnis der DC Leistung zur AC Leistung berechnete Wirkungsgrad liegt mit durchgeführter Offsetkompensation innerhalb einer Toleranz von $\pm 0,06$ %. Dies deckt sich weitestgehend auch mit den in Kapitel 4.2 angestellten Unsicherheitsbetrachtungen.

Aus den Ergebnissen lassen sich folgende Schlussfolgerungen für die Kalibrierung und den Einsatz eines LMG in Verbindung mit Spannungs- und Stromsensoren als modulares Messsystem für Gleich- und Wechselleistungen an Hochspannungsumrichtern ziehen:

- Die größten Messabweichungen in P werden durch die Offseteigenschaften des LMG, insbesondere durch die des Stromeinganges dominiert. Hier schafft eine Offsetkompensation Abhilfe. Die Verwendung des Sensoreinganges (I) führt zu geringeren Offsetschwankungen und damit zu stabileren Ergebnissen.
- Für wechselstromseitig und gleichstromseitig verzerrte Signale mit einer analogen Bandbreite von 20 kHz (Filterung mit -3 dB Grenzfrequenz) konnten keine signifikanten Unterschiede zu den Ergebnissen sinusförmiger Signale erkannt werden. Eine Kalibrierung mit reinen Gleichsignalen bzw. sinusförmigen Signalen der zu untersuchenden Grundschiwingung (hier 50 Hz) genügt daher zur Charakterisierung des LMG.
- Wirkungsgrad-Messungen lassen sich mithilfe der vom LMG 500 ermittelten Messergebnisse ableiten. Hierzu steht eine mit entsprechender Speichermöglichkeit und statistischen Funktionen versehene Messsoftware zur Verfügung.
- Zur Kalibrierung des LMG eignet sich der entwickelte Wirkungsgrad-Kalibrator mit seiner breitbandigen, multikanaligen Erzeugung und Messung in hervorragender Art und Weise. Durch entsprechende Modifikationen lassen sich auch noch breitbandigere Messungen mit entsprechenden spektralen Störkomponenten erzeugen und messen.

4.2 ABSCHÄTZUNG DER ERREICHBAREN MESSUNSICHERHEIT DES MODULAREN WIRKUNGSGRADMESSSYSTEMS

Die Messunsicherheit des aus den Leistungsanalysator LMG 500 und den in Kapitel 3.3.2 und Kapitel 3.4.2 diskutierten Spannungsteiler und Stromwandler bestehenden, modularen Messsystems soll nun für den elektrischen Wirkungsgrad abgeschätzt werden. Um die Anzahl der Freiheitsgrade einzugrenzen, werden die Randbedingungen wie folgt fixiert:

- Die Eingangsleistung (AC) eines fiktiven Umrichters ergibt sich über ein Drehstromsystem mit einer Leiter-Erde Spannung von 12 kV, einem Strom von 100 A, sowie einem Winkel von 0 °. Dies ergibt eine Leistung von 3,6 MW.
- Die Ausgangsleistung (DC) ist mit 3,54 MW bei einer bipolaren Spannung von ± 12 kV festgelegt. Dadurch ergibt sich rechnerisch ein Strom von $\pm 147,5$ A und ein Wirkungsgrad von 98,333 %.
- Die Übersetzungsverhältnisse der Wandler werden gemäß den Kalibrierscheinen berücksichtigt. Die Messunsicherheiten der Wandler werden unkorreliert angenommen.
- Das so zusammengesetzte modulare Messsystem wird offsetkorrigiert betrieben.
- Die Messabweichungen (gain error) der zuvor kalibrierten Spannungs- und Strombereiche des Leistungsanalysators werden nicht korrigiert. Dies stellt Bedingungen nach, wie sie üblicherweise in der Praxis erreicht werden können. Die Fehlergrenzen sind damit $\pm 250 \mu\text{V/V}$.
- Die Ausgangsspannung des Wechselspannungsteilers (Übersetzungsverhältnis 4000) ist 3 V, und die des Gleichspannungsteilers (Teilungsverhältnis 5000) ist 2,4 V. Somit wird der 4 V Bereich des Leistungsanalysators verwendet.
- Der Ausgangsstrom des Stromwandlers (AC) beträgt 100 mA auf der Wechselstromseite und 147,5 mA auf der Gleichstromseite (Übersetzungsverhältnis 1000). Somit wird der 150 mA Bereich des Leistungsanalysators verwendet.

Die Unsicherheiten werden nun separat für die Wirkleistung bei Wechselspannung, bei Gleichspannung und im Anschluss für den Wirkungsgrad berechnet. Die Berechnungen sind in Anlehnung an die bereits durchgeführten Berechnungen für den Wirkungsgrad-Kalibrator im Anhang 5.5.2 durchgeführt. Das Thema elektrische Leistung und Energie von Gleichsignalen, insbesondere von verschmutzten Gleichsignalen bei der HGÜ Übertragung wird derzeit auch im Rahmen einer Dissertation in der PTB behandelt. Die nachfolgenden Modelle und Berechnungen sind daher im Vorgriff auf diese Arbeit angegeben.

4.2.1 MESSUNSICHERHEIT DER WECHSELSTROMLEISTUNG

Die Modellgleichung der Wirkleistung für die Phase L1 $P_{AC,L1}$ ist

$$P_{AC,L1} = P'_{AC,L1} \cdot K_{U,L1} \cdot K_{I,L1}. \quad (39)$$

Hier ist P' die unskalierte Leistungsanzeige des Leistungsanalysators der Phase L1. Die relative Messunsicherheit $u_{rel}(P_{AC,L1})$ ist

$$u_{rel}(P_{AC,L1}) = \frac{u(P_{AC,L1})}{P_{AC,L1}} = \sqrt{u_{rel}^2(P'_{AC,L1}) + u_{rel}^2(K_{U,L1}) + u_{rel}^2(K_{I,L1})}. \quad (40)$$

In analoger Weise ergeben sich die Messunsicherheiten der Phasen L2 und L3 zu

$$u_{rel}(P_{AC,L2}) = \frac{u(P_{AC,L2})}{P_{AC,L2}} = \sqrt{u_{rel}^2(P'_{AC,L2}) + u_{rel}^2(K_{U,L2}) + u_{rel}^2(K_{I,L2})}$$

$$u_{rel}(P_{AC,L3}) = \frac{u(P_{AC,L3})}{P_{AC,L3}} = \sqrt{u_{rel}^2(P'_{AC,L3}) + u_{rel}^2(K_{U,L3}) + u_{rel}^2(K_{I,L3})}.$$

Die Modellgleichung für die dreiphasige Leistung ist

$$P_{AC,\Sigma} = P_{AC,1} + P_{AC,2} + P_{AC,3} \quad (41)$$

mit der zugehörigen Messunsicherheit $u_{rel}(P_{AC,\Sigma})$

$$u_{rel}(P_{AC,\Sigma}) = \frac{u(P_{AC,\Sigma})}{P_{AC,\Sigma}} = \sqrt{\left(\frac{u_{rel}(P_{AC,L1}) \cdot P_{AC,L1}}{P_{AC,L1} + P_{AC,L2} + P_{AC,L3}} \right)^2 + \left(\frac{u_{rel}(P_{AC,L2}) \cdot P_{AC,L2}}{P_{AC,L1} + P_{AC,L2} + P_{AC,L3}} \right)^2 + \left(\frac{u_{rel}(P_{AC,L3}) \cdot P_{AC,L3}}{P_{AC,L1} + P_{AC,L2} + P_{AC,L3}} \right)^2}$$

Mit der zusätzlichen Bedingung, dass hier ein symmetrisches dreiphasiges System vorliegt, vereinfacht sich die Messunsicherheit zu

$$u_{rel}(P_{AC,\Sigma}) = \frac{1}{3} \cdot \sqrt{u_{rel}^2(P_{AC,L1}) + u_{rel}^2(P_{AC,L2}) + u_{rel}^2(P_{AC,L3})}. \quad (42)$$

Unter Verwendung von (40) ergibt sich

$$u_{rel}(P_{AC,\Sigma}) = \frac{1}{3} \cdot \sqrt{u_{rel}^2(P'_{AC,L1}) + u_{rel}^2(P'_{AC,L2}) + u_{rel}^2(P'_{AC,L3}) + u_{rel}^2(K_{U,L1}) + u_{rel}^2(K_{U,L2}) + u_{rel}^2(K_{U,L3}) + u_{rel}^2(K_{I,L1}) + u_{rel}^2(K_{I,L2}) + u_{rel}^2(K_{I,L3})}. \quad (43)$$

Aus der Kalibrierung der Spannungs- und Strombereiche ergibt sich (vgl. Tabelle 10 und Tabelle 11), dass die maximalen Messabweichungen mit ± 250 ppm angenommen werden kann. Damit ist die MU der unskalierten Leistung einer Phase

$$u_{\text{rel}}(P'_{\text{AC}}) = \sqrt{u_{\text{rel}}^2(U'_{\text{AC}}) + u_{\text{rel}}^2(I'_{\text{AC}})} = \sqrt{\left(\frac{250}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{250}{\sqrt{3}}\right)^2} \cong 210 \mu\text{W/VA} . \quad (44)$$

Die MU der Übersetzungsverhältnisse werden mit $20 \mu\text{A/A}$ für die Stromwandler, und $150 \mu\text{V/V}$ für die Spannungsteiler angenommen. Die MU der dreiphasigen Leistung ist

$$u_{\text{rel}}(P_{\text{AC},\Sigma}) = \frac{1}{3} \cdot \sqrt{3 \cdot 210^2 + 3 \cdot 150^2 + 3 \cdot 20^2} \cong 150 \mu\text{W/VA} . \quad (45)$$

Diese Abschätzung ist nur richtig, wenn angenommen werden darf, dass keine Korrelation zwischen den Unsicherheiten der einzelnen Ergebnisse der drei Phasen vorhanden ist. Falls dies nicht der Fall ist, so ist die MU der Summenleistung gleich der MU der Leistung der einzelnen Phase

$$u_{\text{rel}}(P_{\text{AC},\text{L1}}) = \frac{u(P_{\text{AC},\text{L1}})}{P_{\text{AC},\text{L1}}} = \sqrt{210^2 + 150^2 + 20^2} \cong 260 \mu\text{W/VA} . \quad (46)$$

4.2.2 MESSUNSICHERHEIT DER GLEICHSTROMLEISTUNG

Die Modellgleichung der Wirkleistung $P_{\text{DC}+}$ für den positiven Pol ist

$$P_{\text{DC}+} = U'_{\text{DC}+} \cdot M_{\text{VT},\text{DC}+} \cdot I'_{\text{DC}+} \cdot M_{\text{CT},\text{DC}+} . \quad (47)$$

Damit ist die relative Messunsicherheit $u_{\text{rel}}(P_{\text{DC}+})$

$$u_{\text{rel}}(P_{\text{DC}+}) = \frac{u(P_{\text{DC}+})}{P_{\text{DC}+}} = \sqrt{u_{\text{rel}}^2(U'_{\text{DC}+}) + u_{\text{rel}}^2(I'_{\text{DC}+}) + u_{\text{rel}}^2(M_{\text{VT},\text{DC}+}) + u_{\text{rel}}^2(M_{\text{CT},\text{DC}+})} . \quad (48)$$

In analoger Weise ist die relative Messunsicherheit $u_{\text{rel}}(P_{\text{DC}-})$ für den negativen Pol

$$u_{\text{rel}}(P_{\text{DC}-}) = \frac{u(P_{\text{DC}-})}{P_{\text{DC}-}} = \sqrt{u_{\text{rel}}^2(U'_{\text{DC}-}) + u_{\text{rel}}^2(I'_{\text{DC}-}) + u_{\text{rel}}^2(M_{\text{VT},\text{DC}-}) + u_{\text{rel}}^2(M_{\text{CT},\text{DC}-})} .$$

Die Modellgleichung der Summenleistung

$$P_{\text{DC},\Sigma} = P_{\text{DC}+} + P_{\text{DC}-} , \quad (49)$$

und die zugehörige Messunsicherheit $u_{\text{rel}}(P_{\text{DC},\Sigma})$ ist

$$u_{\text{rel}}(P_{\text{DC},\Sigma}) = \frac{u(P_{\text{DC},\Sigma})}{P_{\text{DC},\Sigma}} = \sqrt{\left(\frac{u_{\text{rel}}(P_{\text{DC}+}) \cdot P_{\text{DC}+}}{P_{\text{DC}+} + P_{\text{DC}-}}\right)^2 + \left(\frac{u_{\text{rel}}(P_{\text{DC}-}) \cdot P_{\text{DC}-}}{P_{\text{DC}+} + P_{\text{DC}-}}\right)^2} .$$

Mit der zusätzlichen Bedingung, dass hier ein symmetrisches bipolares System vorliegt, vereinfacht sich die Messunsicherheit zu

$$u_{\text{rel}}(P_{\text{DC},\Sigma}) = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{u_{\text{rel}}(P_{\text{DC}+})^2 + u_{\text{rel}}(P_{\text{DC}-})^2}. \quad (50)$$

Unter Berücksichtigung eines einfachen linearen Modells für die vom Leistungsanalysator angezeigten Spannungen und Ströme U' und I' gemäß

$$\begin{aligned} U'_{\text{DC}+} &= U_{\text{DC}+} \cdot \left(1 + e_U + \frac{\text{Off}_U}{U_{\text{DC}+}} \right) = U_{\text{DC}+} \cdot \left(1 + e_U + \frac{\text{Off}_U}{U_{\text{MB}}} \cdot \frac{U_{\text{MB}}}{U_{\text{DC}+}} \right) \\ I'_{\text{DC}+} &= I_{\text{DC}+} \cdot \left(1 + e_I + \frac{\text{Off}_I}{I_{\text{DC}+}} \right) = I_{\text{DC}+} \cdot \left(1 + e_I + \frac{\text{Off}_I}{I_{\text{MB}}} \cdot \frac{I_{\text{MB}}}{I_{\text{DC}+}} \right) \end{aligned} \quad (51)$$

ergibt sich unter Berücksichtigung von (48) eine Messunsicherheit für die Leistung des positiven Pols zu

$$u_{\text{rel}}(P_{\text{DC}+}) = \frac{u(P_{\text{DC}+})}{P_{\text{DC}+}} = \sqrt{u(e_{U+})^2 + u\left(\frac{\text{Off}_U}{U_{\text{MB}}}\right)^2 \cdot \left(\frac{U_{\text{MB}}}{U_{\text{DC}+}}\right)^2 + u(e_{I+})^2 + u\left(\frac{\text{Off}_I}{I_{\text{MB}}}\right)^2 \cdot \left(\frac{I_{\text{MB}}}{I_{\text{DC}+}}\right)^2 + u_{\text{rel}}^2(M_{\text{VT,DC}+}) + u_{\text{rel}}^2(M_{\text{CT,DC}+})} \quad (52)$$

Aus der Kalibrierung der Spannungs- und Strombereiche ergab sich (vgl. Tabelle 12 und Tabelle 13), dass die maximalen Messabweichungen mit ± 250 ppm angenommen werden können. Die Fehlerterme $\text{Off}_U/U_{\text{MB}}$, und $\text{Off}_I/I_{\text{MB}}$ werden wie beschrieben kompensiert. Hier verbleiben dann lediglich die Instabilitäten der Offsetgrößen als Messunsicherheiten. Diese werden rechteckverteilt mit ± 50 ppm (U-Sensoreingang) und ± 350 ppm (Strom-eingang) angenommen. Die Kalibrierung der Gleichspannungsteiler und der Stromwandler ergaben eine normalverteilte Messunsicherheit von jeweils ± 50 ppm. Mit den bereits genannten Randbedingungen bezüglich der Sekundärspannungen und -ströme ist die Messunsicherheit für den positiven Pol

$$u_{\text{rel}}(P_{\text{DC}+}) = \sqrt{\left(\frac{250}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{50}{\sqrt{3}}\right)^2 \cdot \left(\frac{4}{2.4}\right)^2 + \left(\frac{250}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{350}{\sqrt{3}}\right)^2 \cdot \left(\frac{0.15}{0.1475}\right)^2 + \left(\frac{50}{2}\right)^2 + \left(\frac{50}{2}\right)^2} = 300 \mu\text{W/W}$$

Für den negativen Pol ergibt sich die gleiche Unsicherheit von $\pm 300 \mu\text{W/W}$. Die Summenleistung ist demnach gemäß (50) mit einer erweiterten Unsicherheit von $\pm 430 \mu\text{W/W}$ behaftet, wenn angenommen werden darf, dass keine Korrelationen vorhanden sind. Bei vollständiger Korrelation entspricht die erweiterte Unsicherheit der Summenleistung direkt der erweiterten Unsicherheit eines Pols, d.h. $\pm 600 \mu\text{W/W}$.

4.2.3 MESSUNSICHERHEIT DES WIRKUNGSGRADES

Die Modellgleichung für den Wirkungsgrad η eines Umrichters ergibt sich aus dem Verhältnis der DC (Ausgangs-) Leistung zur AC (Eingangs-) Leistung zu

$$\eta = \frac{P_{DC,\Sigma}}{P_{AC,\Sigma}}. \quad (53)$$

Die MU des Wirkungsgrades ist

$$u(\eta) = \frac{P_{DC,\Sigma}}{P_{AC,\Sigma}} \cdot \sqrt{u_{\text{rel}}(P_{DC,\Sigma})^2 + u_{\text{rel}}(P_{AC,\Sigma})^2} = \eta \cdot \sqrt{u_{\text{rel}}(P_{DC,\Sigma})^2 + u_{\text{rel}}(P_{AC,\Sigma})^2}. \quad (54)$$

Der Verlustfaktor ϱ ist $1 - \eta$. Die MU des Verlustfaktors ist gleich der MU des Wirkungsgrades. Für die berechneten MU der AC und DC Leistungen berechnet sich die MU des Wirkungsgrades zu

$$u(\eta) = \frac{3,54\text{MW}}{3,6\text{MW}} \cdot \sqrt{150^2 + 215^2} \cdot 10^{-6} \cong 260 \cdot 10^{-6}. \quad (55)$$

Die erweiterte Messunsicherheit ($k = 2$) ist damit $\pm 0,052 \%$. Werden zusätzlich auch die Messunsicherheit verschlechternde Effekte durch Korrelationen einbezogen, so ergibt sich ungünstigstenfalls eine erweiterte MU von $\pm 0,08 \%$ für den Wirkungsgrad.

Hochgerechnet bedeutet dies, dass einem fiktiven HGÜ-Umrichter und einer Übertragungsleistung von 3 GW ein Wirkungsgrad mit $\eta = 98,33 \%$ mit einer beizuordnenden Messunsicherheit von etwa $\pm 0,1 \%$ bescheinigt werden könnte. Die Messunsicherheit entspricht $\pm 3 \text{ MW}$. Wird angenommen, dass die über den Umrichter übertragene Energie in einer Stunde einen finanziellen Wert von $3\,000\,000 \text{ kWh} \times 0,1 \text{ €/kWh} = 300\,000 \text{ €}$ hat, so sind die Verluste mit $50\,100 \text{ kW}$, entsprechend 5100 € zu sehen. Der finanzielle Gegenwert der Messunsicherheit von $\pm 3000 \text{ kW}$ entspricht dabei lediglich $\pm 300 \text{ €}$.

Die Betrachtungsweise der Angabe der Messunsicherheit für den Wirkungsgrad ist daher absolut (300 €), bzw. bezogen auf die in den Umrichter „hineinfließende Geldmenge“ ($300 \text{ €} / 300\,000 \text{ €} = 0,1 \%$) zu sehen. Wird die Angabe jedoch auf die Verlustleistung bezogen betrachtet, so ergibt sich zwar mit $300 \text{ €} / 5100 \text{ €} = 5,9 \%$ ein mathematisch korrekter Wert für die relative Messunsicherheit des Messsystems, jedoch ergibt sich hier ein ungünstiges Bild. Dies hängt damit zusammen, dass üblicherweise mit Messunsicherheitsangaben von einigen Prozent auch „schlechte“ Messgerätegenauigkeiten assoziiert werden. Dies ist jedoch nicht der Fall.

ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

Der Bereich der HGÜ wird zukünftig einen stärkeren Stellenwert in der Energieversorgung einnehmen. Daher sind Fragen bezüglich der Effizienz dieser Übertragung zu erwarten. Insbesondere an den Übergangsstellen von HGÜ Strecken und dem Wechselspannungsnetz befinden sich Umrichter hoher und höchster Leistung, welche mit modernen Halbleitern ausgestattet sind. Zur Bewertung der Verluste, bzw. dem Äquivalent „Wirkungsgrad“ solcher Umrichter, können multikanalige, breitbandige Messgeräte mit geeigneten Sensoren verwendet werden.

Der Einsatz solcher Messsysteme setzt die Rückführbarkeit aller Komponenten voraus, um die Vergleichbarkeit der Anzeigen dieser Messsysteme zu gewährleisten. Die Bedeutung einer für alle gleichen messtechnischen Basis für so vitale physikalische Messgrößen wie der elektrischen Leistung, bzw. der elektrische Energie lässt sich leicht aus finanziellen Gesichtspunkten heraus abschätzen. Daher wurden im Rahmen eines europäischen Gemeinschaftsprojektes [ENG07] wichtige metrologische Fragestellungen bezüglich der HGÜ Technik beforscht.

Der Schwerpunkt der vorliegenden Arbeit liegt in der Charakterisierung von Messgeräten und deren Komponenten zur Bestimmung der integralen Verluste von Umrichtern. Das neu aufgebaute, und auf nationale Normale rückgeführte Geräteensemble zur Kalibrierung dieser Messgeräte wird in allen notwendigen Details vorgestellt.

Der aufgebaute Wirkungsgradkalibrator ist mit einer Multi-Kanal Spannungserzeugung von verzerrten Kurvenformen bis $10 V_{pk}$ mit entsprechender Signalaufbereitung für hohe breitbandige Signalqualität vorgesehen. Ein ebenfalls entwickelter, qualitativ hochwertiger dreiphasiger Transkonduktanzverstärker für Ströme bis $2 A_{pk}$ ist für die Bereitstellung der Stromsignale zuständig. Ein dualer 8-Kanal Samplingcontroller mit kommerziellen Digitizer wird zur Messung dieser so erzeugten Gleich- und Wechselspannungssignale mit analoger Bandbreite von über 20 kHz eingesetzt. Die im vorgestellten Samplingcontroller integrierten hochstabilen DC Referenzen sorgen für Stabilitäten, wie sie sonst nur in Primärnormalen für elektrische Leistung zu finden sind. Der so aufgebaute Kalibrator emuliert die Sekundärsignale der an den zu kalibrierenden Leistungsanalysator anzuschließenden Strom- und Spannungssensoren. Er kann gleichzeitig ein Drehstromnetz und ein bipolare Gleichstromnetz nachbilden, und erlaubt somit die Vorgabe und die Messung eines Wirkungsgrades mit einer Messunsicherheit von etwa $5 \cdot 10^{-5}$. Die erreichte Bandbreite von über 20 kHz übertrifft die Anforderungen von 10 kHz für HGÜ Betriebsmittel.

Weiterhin sind Messplätze für Strom- und Spannungssensoren aufgebaut, welche für den 50/60 Hz Bereich unter Verwendung der bereits langjährig etablierten Normalwandler geeignet sind. Die Messmöglichkeiten bei der Beurteilung der Linearität bei Netzfrequenz entsprechen denen von konventionellen Messwandlern. Für Spannungssensoren sind demnach Messungen bis $400/\sqrt{3}$ kV, und für Stromsensoren bis 60 kA möglich. Damit ist eine Rückführbarkeit für alle Netzebenen gewährleistet. Zudem sind auch Messplätze für

den Audiofrequenzbereich unter Verwendung neuer bzw. eigens eingemessener breitbandiger Normale aufgebaut. Das hierfür entwickelte, breitbandige ratiometrische Messverfahren bildet dabei eine hervorragende Basis und wird auch zukünftigen Anforderungen bezüglich eines erweiterten Frequenzbereiches bis 150 kHz gerecht. Diese Grenzfrequenz etabliert sich derzeit mehr und mehr als Übergangsfrequenz zwischen der konventionellen Energiewelt und der noch höherfrequenten Welt der Hochfrequenz und EMV Messtechnik.

Dem auf drei Jahre zeitlich begrenzten Forschungsprojekt ist die Begrenzung auf die relativ geringen Spannungs- und Strompegel bei Frequenzen bis 20 kHz geschuldet, welche eher im Mittelspannungsbereich anzusiedeln sind. Es sind daher zukünftig weitere Forschungs- und Entwicklungstätigkeiten notwendig, um den im Übertragungsnetz vorhanden Spannungs- und Strompegeln gerecht zu werden. Die Einschränkungen liegen jedoch eher in der Erzeugbarkeit von Spannungen und Strömen bei höheren Frequenzen. Mittlerweile wurden jedoch Leistungsverstärker angeschafft, welche es in absehbarer Zeit gestatten, Stromstärken bis zu 400 A bis 5 kHz und 100 A bis 20 kHz, bzw. Spannungen von 20 kV bis 1 kHz und 1 kV bis 20 kHz zu erzeugen. Die hier vorgestellten Messplätze für die Untersuchung des Breitbandverhaltens der Sensoren stellen jedoch eine vernünftige Basis auch für diesen Einsatzzweck dar.

Die in dieser Arbeit aufgebauten Messsysteme für die Charakterisierung von Wechselstrom- und Wechselspannungswandlern, oder aber dem hochauflösenden multikanaligen Sampling Controller mit kommerziellen Digitizer bergen das Potenzial für weitere, im Bereich der Energiemesstechnik denkbare Anwendungen. So lässt sich beispielsweise ein rückführbarer Messplatz für breitbandige Gleichleistung aus dem vorgestellten Messsystem ableiten. Aufgrund der hervorragenden Eignung dieses Messsystems wird dieses System auch im Rahmen anderer Projekte im Fachbereich Elektrische Energiemesstechnik der PTB verwendet und den dortigen Anforderungen angepasst.

Weiterhin sind im Bereich der mit Wechselrichter gesteuerten elektrischen Maschinen rückführbare Leistungsmessungen verstärkt für die Bewertung im Rahmen der sogenannten Ökodesignrichtlinie [ErP] von Interesse. Ebenfalls denkbar sind Anwendungen für die Messung und Rückführung der Leistung im sogenannten Standby Betrieb von Haushaltsgeräten. Die nach Ökodesignrichtlinie spezifizierten Toleranzen im Prozentbereich für kommerzielle Prüfsysteme erscheinen zwar leicht erreichbar, jedoch können die Kurvenformen des Stromes teilweise sehr hoch verzerrt sein. Der Crestfaktor kann hier aufgrund der pulsformigen Ströme in den Schaltnetzteilen in Bereichen bis 20, und deren Bandbreiten in Bereichen bis zu 100 kHz liegen. Ähnliche Herausforderungen stellen sich auch im Bereich der Photovoltaik. Hier wird über Umrichter elektrische Energie in das Versorgungsnetz gespeist. Allen genannten Anwendungen gemein ist, dass entsprechend breitbandige Leistungsmesstechnik kalibriert werden muss.

LITERATURVERZEICHNIS

- ALT Bülent Altinsoy: "Aufbau einer Messeinrichtung für Gleichstromwandler zur Energiemessung in elektrischen Triebfahrzeugen", Diplomarbeit, Technische Universität Braunschweig, 2009
- ASPL G. Asplund et. Al.: "Continental Overlay HVDC Grid", ABB, CIGRE 2010, B4-109
- BACH H. Bachmair, "Untersuchung des Fehler- und Stabilitätsverhaltens von elektronisch fehlerkompensierten Stromwandlern," Dissertation, Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 1977
- BERG A. Bergman, J. Meisner and S. Svensson: "Enabling D:C-side metering in HVDC stations," submitted for publication in IEEE, Power and Energy Society
- BRON Bronstein, Semendjajew, Musiol, Mühlig: „Taschenbuch der Mathematik“, Verlag Harry Deutsch AG, 5. Auflage, 2000
- ClaHe CLARKE-HESS: "MODEL 8100 - TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER", Instruction Manual, Rev. 01, 2008
- DES www.desertec.org
- ENG07 EMRP – European Metrology Research Programme: „Metrology for High Voltage Direct Current“, [http://www.sp.se/sv/index/research/eu-project/emrp/metrology_energy/Documents/Metrology for High-Voltage Direct Current.pdf](http://www.sp.se/sv/index/research/eu-project/emrp/metrology_energy/Documents/Metrology%20for%20High-Voltage%20Direct%20Current.pdf)
- ERM V. Ermel, E. Mohns, J. Meisner, O. Binder; W. Lucas, M. Kahmann, M. Kurrat: "Traceable Measurement of Power Losses in HVDC Converter Valves", XVII International Symposium on High Voltage Engineering, Hannover, August 2011
- ErP http://ec.europa.eu/enterprise/policies/sustainable-business/ecodesign/product-groups/index_en.htm
- FLUKE1 FLUKE: "5790A - AC Measurement Standard", Service Manual, Rev. 05, 2007
- FLUKE2 FLUKE: "A40B - Precision AC Current Shunt Set", Instruction Manual, Rev. 01, 2008
- GUI Guildline, "Model 7620 Wide Band Transconductance Amplifier", www.guildline.com/Datasheet/Guildline7620Datasheet.pdf
- GUM ISO/BIPM-Leitfaden „Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement“, 2008
- HP Hewlett Packard: "HP 3458A Multimeter - Technical Data," 1996

Literaturverzeichnis

- IHL1 W. G. Kürten Ihlenfeld: „Maintenance and Traceability of AC Voltages by Synchronous Digital Synthesis and Sampling“, PTB-Bericht E75, 2001
- IHL2 W. G. Kürten Ihlenfeld: „Traceability of AC Voltage Ratios and AC Power by Synchronous Digital Synthesis and Sampling“, PTB-Bericht E76, 2001
- KAR Jim Karki: "Using a decompensated op amp for improved performance," Application Note SLYT015, Texas Instruments, May 2000
- KHOM Surin Khomfoi and Leon M. Tolbert: "Chapter 31 - Multilevel Power Converters," , http://web.eecs.utk.edu/~tolbert/publications/multilevel_book_chapter.pdf
- KIT C. Kitchin and L. Counts: "A DESIGNER'S GUIDE TO INSTRUMENTATION AMPLIFIERS," 3rd Edition, Analog Devices Inc., 2006
- KOE M. Körner: „Aufbau und Untersuchung einer rechnergesteuerten Gleichspannungsquelle hoher Auflösung zur Verwendung in der Präzisionsmesstechnik“, Diplomarbeit, FH Braunschweig / Wolfenbüttel, 2007
- LANGL K. Langlotz, G. Stark: "Gleichstrom vom Offshore-Windpark - Stärken und Grenzen der Übertragungstechnik mit Dreh- und Gleichstrom", Energy 2.0, Oktober 2009
- LATZ H.G. Latzel, G. Roeissle, H. Moser and G. Ramm: "Calibration scheme for electronic voltage and current transformers with analogue output," XIII International Symposium on High Voltage Engineering, Netherlands, 2003
- LEM LEM: "IT 200 S ULTRASTAB", Datasheet, January 2012
- MAR R. Marx: "New Concept of PTB's Standard Divider for Direct Voltages up to 100 kV," IEEE Trans. IM, Vol. 50, No. 2, April 2001
- MEI J. Meisner, M. Schmidt, W. Lucas, and E. Mohns: "Generation and Measurement of AC Ripple at High Direct Voltage," XVII International Symposium on High Voltage Engineering, Hannover, Germany, August 2011
- MOE T. Möhring, E. Mohns, M. Schmidt, T. Funck: "Characterization of a 2-Channel Digitizer with Differential Inputs," CPEM 2012 Digest, Washington, July 2014
- MOH1 E. Mohns, J. Meisner, B. Altinsoy, G. Roeissle, M. Schmidt : "Messplatz für gleichstromfähige Stromwandler" Messwandlerseminar, TA Esslingen, 2010
- MOH2 E. Mohns, J. Meisner : "AC und DC Rückführung gleichstromfähiger Stromwandler", Leistungsmesstechnik, Vorträge zum 264. PTB Seminar am 3. November 2011, Christian Lehrmann (Hrsg.), PTB Bericht Ex 3, August 2012
- MOH3 E. Mohns: "Evaluation of the accuracy of digital power comparators with harmonically distorted waveforms", Report, 2009, available via ZERA website: http://www.zera.de/typo3conf/ext/nf_downloads/pi1/passdownload.php?downloadaddata=508

- MOH4 E. Mohns: "Instrumentation Amplifiers with Improved Accuracy for the Audio Frequency Range," CPEM 2012 Digest, Washington, July 2012
- MOH5 E. Mohns, C. Yue, F. Zhou, T. Möhring, and M. Schmidt: "A Current Transformer Test Set for the Audio Frequency Range," CPEM 2012 Digest, Washington, July 2013
- MOH6 E. Mohns, M. Kahmann: "Heterodyne-Measurement System to determine Phase Angles," IEEE Trans. IM 59, pp. 505 – 509, April 2007
- MOH7 E. Mohns, W. G. Kürten Ihlenfeld: "A Precise Active Voltage Divider for Power Measurements," CPEM 2004 Digest, London, June 2004
- MOO W.J.M. Moore, P.N. Miljanic, "The current comparator," IEE Electrical Measurement Series 4, Peter Peregrinus Ltd., London, 1988
- NEP <http://www.netzentwicklungsplan.de/content/netzentwicklungsplan-2012-2-entwurf>
- NI1 National Instruments: „NI PXI/PCI 5922 Specifications“, Firmenschrift
- NI2 National Instruments: "NI 6731/6733 Specification", National Instruments 8-Kanal 16 Bit DAC
- NI3 National Instruments: „National Instruments Flex II ADC Technology - The Flexible Resolution Technology inside the NI PXI-5922 Digitizer“, Firmenschrift, 2006
- PMC Wikipedia: "Parks-McClellan filter design algorithm", http://en.wikipedia.org/wiki/Parks-McClellan_filter_design_algorithm
- RAE P. Räther, E. Mohns: "Einsatz mathematischer Modelle zur effizienten Kalibrierung von Sekundärnormalen in der Leistungsmesstechnik", 240. PTB-Seminar, PTB-Bericht PTB-E-95, Braunschweig 2008
- RAM1 Ramm, G.; Moser, H.: "Eine neuartige, rechnergesteuerte und selbstkalibrierende Stromwandler-Meßeinrichtung," PTB Mitteilungen 105 (1995), S. 263-271
- RAM2 Ramm, G.; Moser, H.: "Eine neuartige, rechnergesteuerte und selbstkalibrierende Spannungswandler-Meßeinrichtung," PTB Mitteilungen 106 (1996), S. 251 - 258
- RAM3 Ramm, G.; Moser H.; Braun, A.: "A New Scheme for Generating and Measuring Active, Reactive, and Apparent Power at Power Frequencies with Uncertainties of $2,5 \cdot 10^{-6}$," IEEE Trans. IM 48, pp. 422 – 426, April 1999
- RIET G. Rietveld et. al: "Characterization of a Wideband Digitizer for Power Measurements up to 1 MHz," IEEE Trans. IM, Vol. 60, No. 7, pp. 2195 – 2201, July 2011
- SELF D. Self: "Audio Power Amplifier Design Handbook," 5th Edition, Focal Press, 2009

- SIE1 M. Davies, M. Dommaschk, J. Dorn, J. Lang, D. Retzmann, D. Soerangr: "HVDC PLUS – Basics and Principle of Operation", Siemens Firmenschrift, 2008
- SIE2 Siemens: "High Voltage Direct Current Transmission – Proven Technology for Power Exchange," Siemens Firmenschrift
- SLO G. Randy Slone: "High-power audio amplifier construction manual," McGraw Hill, 1999
- SRS Stanford Research Systems: "Model SRS 810 - DSP Lock-In Amplifier", Manual, www.thinkSRS.com
- TiSche U. Tietze, Ch. Schenk: „Halbleiter-Schaltungstechnik“, Springer Verlag, 12. Auflage
- VDN VDN Leitfaden „EEG-Erzeugungsanlagen am Hoch- und Höchstspannungsnetz“
- VISH1 Y. Hernik (Vishay): "How to Select Resistors for Precision Applications," FACTS #105, 2011, www.vishaypg.com/docs/49865/selresis.pdf
- VISH2 Vishay: "Vishay Foil Resistors - H Series," Datasheet, www.vishaypg.com/docs/63006/hmetlab.pdf
- VISH3 Vishay: "Vishay Foil Resistors - S Series," Datasheet, <http://www.vishaypg.com/docs/63001/63001.pdf>
- VISH4 Vishay: "Vishay Z-Foil Resistors -VFCEP Series," Datasheet, <http://www.vishaypg.com/docs/63106/vfcpseri.pdf>
- VRE104 Thaler: "VRE104 Precision Reference Supplies," Datasheet
- WON J. Wong: "Active Feedback Improves Amplifier Phase Accuracy," Application Note AN-107, Analog Device
- YOK Yokogawa: „WT3000 – Precision Power Analyzer – User's Manual“, Firmenschrift
- ZANG Lily Zang: "Aufbau und Untersuchung eines Spannungsteilers für Hochspannungsimpulse bis 1600 V", Diplomarbeit, Fachhochschule Braunschweig/Wolfenbüttel, 2009
- ZIM1 ZES Zimmer: „LMG 500 - Präzisions-Leistungsmessgerät“, Datenblatt
- ZIM2 ZES Zimmer: "Sensors and Accessories for precision power meters - LMG series", Firmenschrift, 2012
- ZUM H. Zumbahlen: "Basic Linear Design - Chapter 8 Analog Filters," Analog Devices Inc., 2006

5 ANHANG

5.1 DESIGN UND AUFBAU DES TRANSKONDUKTANZVERSTÄRKERS

Der detailliert dargestellte Aufbau des Transkonduktanzverstärkers TA1 ist im Bild 53 angegeben. Der Eingang ist als Differenzeingang mit einem passiven, differenziell wirksamen Tiefpassfilter mit $f_g \approx 500$ kHz ausgelegt.

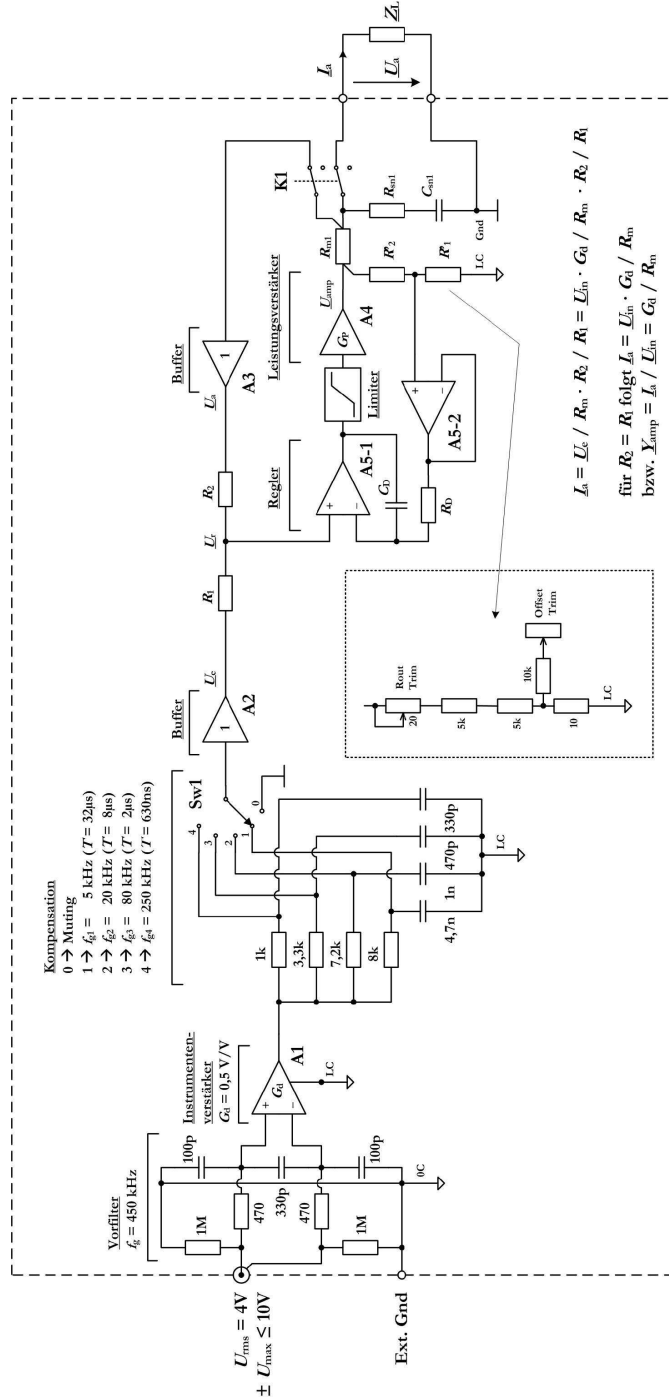


Bild 53: Schematischer Aufbau des Transkonduktanzverstärkers TA1.

Dieser soll hochfrequente Störungen vom nachfolgenden, aktiven Teil fernhalten [KIT]. Ein Instrumentenverstärker mit einer Verstärkung von 0,5 skaliert die extern angeschlossene Eingangsspannung und sorgt für eine ausreichende Gleichtaktunterdrückung. Eine umschaltbare Vorfilterung passt die Eingangssignale auf die gewünschte Bandbreite an. Diese Spannung entspricht der Eingangsspannung U_e nach Bild 10 auf Seite 36. Der nachfolgend angeordnete Buffer entlastet den Filter, sowie den als Schalter Sw1 verwendeten MOS-Schalter. Ausgangsseitig ist ebenfalls ein Buffer angeschlossen, um eine Belastung durch R_2 (5 k Ω) parallel zur unter Umständen hochohmige Last Z_L zu verhindern. Die Buffer bestehen jeweils aus einem Zweifach-OPA (OPA 2140) und sind ähnlich dem Regler A5-1 und A5-2 verschaltet. Diese aktive Rückkopplung verbessert die Eigenschaften, insbesondere die Phasengenauigkeit [WON] und die DC-Offsetstabilität eines so aufgebauten Buffers gegenüber seinen, mit nur ein OPA aufgebauten Pendants.

Einen besonders hohen effektiven Ausgangswiderstand, d.h. Lastunabhängigkeit der Transkonduktanz des Verstärkers, wird durch den Abgleich der Widerstandsverhältnisse R_2/R_1 sowie R'_2/R'_1 erreicht. Im Widerstandsnetzwerk R'_2/R'_1 wurde daher die punktiert hervorgehobene Modifikation eingearbeitet. Damit lässt sich gleichzeitig der am Ausgang auftretende Ruhestrom (DC Offset) und der Ausgangswiderstand des Verstärkers abgleichen. Der Abgleich ist unabhängig von dem verwendeten Messwiderstand R_m , so dass nur zwei Trimmer für den Abgleich des TA1 notwendig sind.

Für das Treiben des Laststromes ist der Leistungsverstärker A4 zuständig. Der diesen Verstärker vorgesetzte Regler A5 regelt die Ausgangsspannung von A4 gemäß der eingestellten Verstärkung von $G_p = 1 + R'_2/R'_1$. Zum Erreichen einer möglichst hohen Bandbreite beträgt die Verstärkung des Reglers bei hohen Frequenzen (Zeitkonstante $R_D \cdot C_D$) Eins, und die Verstärkung des Leistungsverstärker A4 beträgt $G_p = G'_p$. Damit kann eine hohe Bandbreite durch die Verwendung eines breitbandigen Leistungsverstärkers A4 erreicht werden, da dieser die Funktion des Reglers bei höheren Frequenzen übernimmt. Der Strombereich wird durch die Wahl von R_m definiert. Insgesamt wurden sieben Strombereiche zwischen 1 mA und 1 A realisiert. Die Umschaltung ist mit Relais K1 angedeutet. Eine auf jeden Bereich angepasste hochfrequente Kompensation (RC snubber) stellt eine ausreichende Dämpfung für induktive Lasten sicher.

Im Bild 54 ist der für den Aufbau von A4 notwendige, aus diskreten Bauelementen bestehende Operationsverstärker dargestellt. Dieses dreistufige Design (Lin topology) wird häufig in der Audiotechnik eingesetzt, wo mit solchen Strukturen hochwertige Verstärker [SELF, SLO] mit geringen Verzerrungen und hohen Lastströmen aufgebaut werden. Der Verstärker besteht aus der Eingangsstufe (IS), einer Spannungsverstärkerstufe (VAS) sowie einer Ausgangsstufe (OPS). Um geringe Verzerrungen zu erreichen, wurden ausschließlich bipolare Transistoren verwendet, da diese im Vergleich zu FET Transistoren höhere Steilheiten aufweisen. Die Eingangsstufe wird von einer Stromquelle (I_{q2}) getrieben. Ein Stromspiegel balanciert aktiv die Ströme in den Eingangstransistoren und sorgt damit für geringe Verzerrung. Die nachgeschaltete Verstärkerstufe sorgt für die Konvertierung des von der Eingangsstufe gelieferten Stromes in eine der Ausgangsstufe zuzuführenden

Spannung. Hierbei übernimmt der Transistor T8 die Funktion eines Buffers, d.h. die effektive Stromverstärkung der Darlington-Kombination (T7-T8) und damit die Leerlaufverstärkung des gesamten Verstärkers werden erhöht.

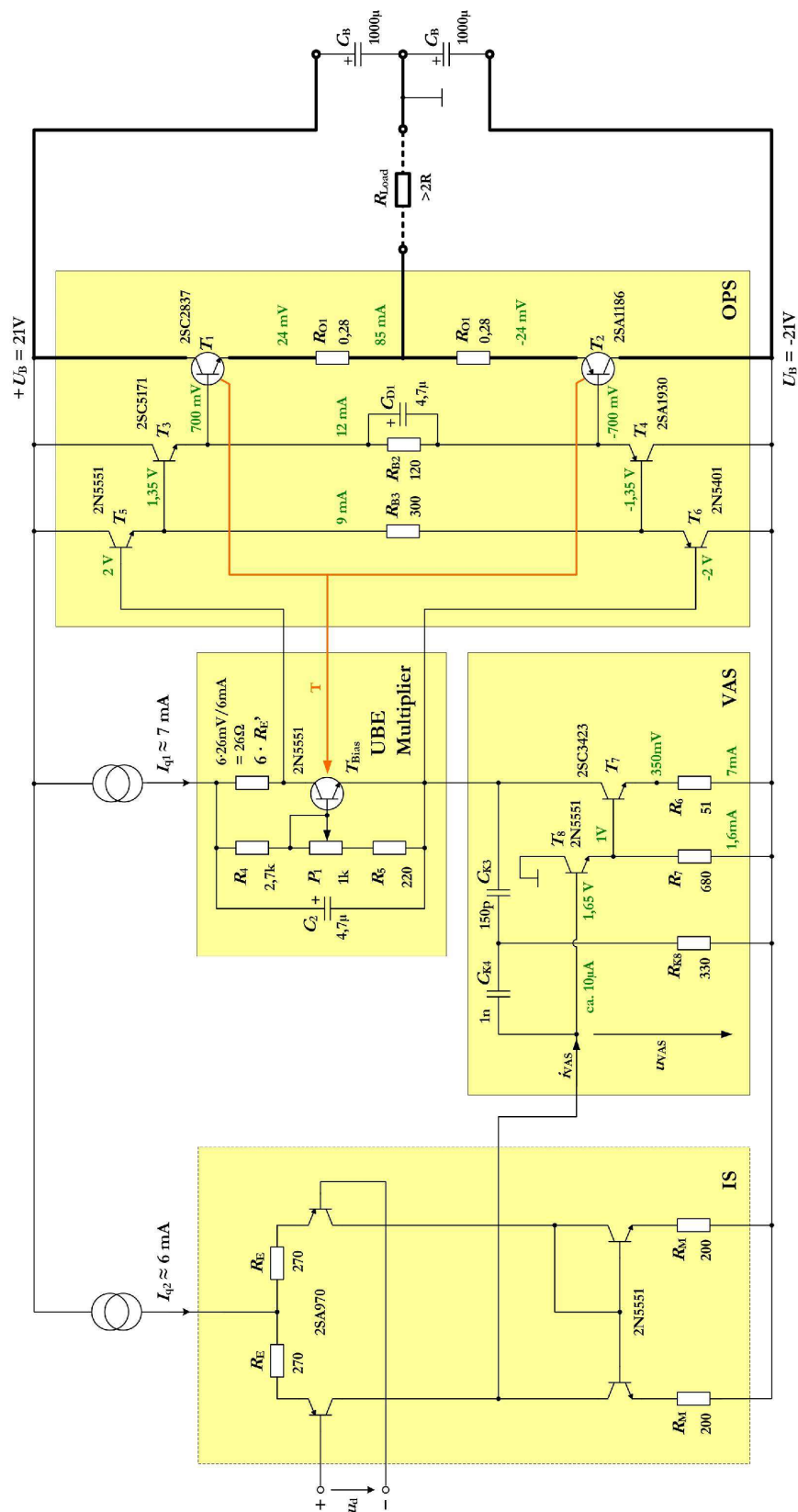


Bild 54: Aufbau des diskret aufgebauten OPV (Leistungsverstärker A4 nach Bild 53)

Das Einfügen der Stromquelle (I_{q2}) verbessert weiterhin die Leerlaufverstärkung, die nunmehr praktisch ausschließlich durch den Eingangswiderstand der nachfolgenden Endstufe begrenzt wird. Damit dieser möglichst hochohmig und rückwirkungsfrei von der zu treibenden Last entkoppelt ist, wird die Endstufe mit zwei Treiberstufen (Triple-EF output stage) ausgeführt. Die Endstufentransistoren selbst sind als Emitterfolger verschaltet und arbeiten im Klasse B Betrieb. Der für eine geringe Verzerrung notwendige Ruhestrom wird mithilfe des thermisch mit den Ausgangstransistoren verbundenen Transistors T_{BIAS} geregelt. Dieser sog. U_{BE} -Multiplizierer ahmt die Temperaturabhängigkeiten der Basis Emitter Strecke der Transistoren T1 bis T6 nach, und sorgt so für einen stabilen Arbeitspunkt der Endstufe. Dieser ist so eingestellt, dass die Spannung über den beiden Emitterwiderständen R_{O1} etwa 47 mV beträgt.

Der so mit der Verstärkung $G_p = 2$ betriebene Leistungsverstärker (Gegenkopplung ist nicht im Bild 54 gezeichnet) ist bezüglich seiner Sprungantwort optimiert, welche im Bild 55 dargestellt ist. Dies war notwendig, damit auch der Transkonduktanzverstärker ein stabiles Einschwingverhalten aufweist, da dieses stark vom Einschwingverhalten des Leistungsverstärkers geprägt ist. Ein hohes Überschwängen könnte so beispielsweise zu einer ungewünschten sog. bedingten Stabilität des TA1 führen.

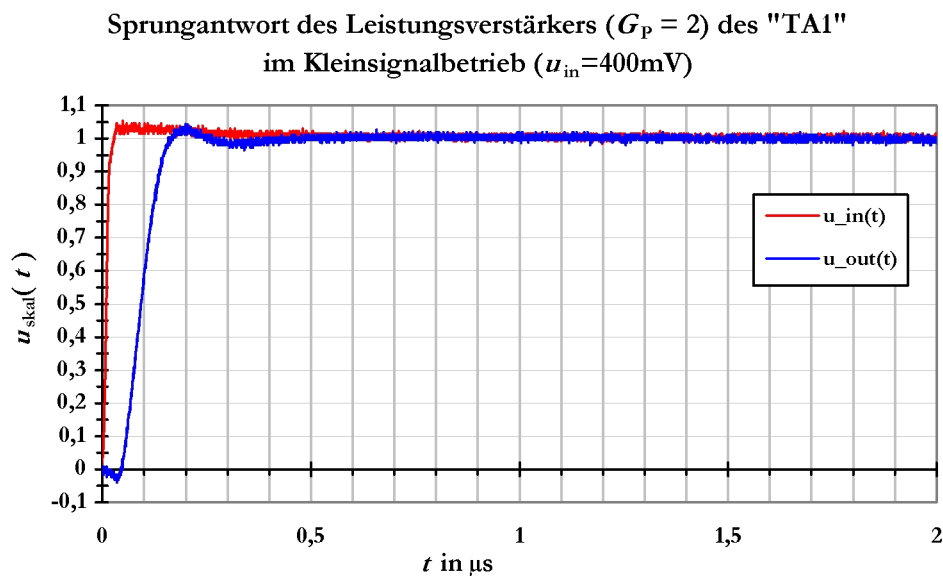


Bild 55: Normierte Sprungantwort des diskret aufgebauten Leistungsverstärker ($G_p = 2$)

Eine im Leistungsverstärker integrierte Kurzschlussstrombegrenzung (nicht dargestellt) schützt die Endstufe bei Kurzschlüssen oberhalb 2,5 A. Die maximale Anstiegszeit wurde mit etwa 24 V/ μs gemessen und ist symmetrisch für positive und negative Flanken. Der Verstärker ist laststabil bis herab zu 2 Ω . Die HF-Stabilität wurde mit verschiedenen Kondensatoren von einigen nF bis hoch zu einigen μF getestet.

Im Bild 56 ist ein Foto des aufgebauten dreiphasigen Transkonduktanzverstärkers TA1 gezeigt. Die drei Phasen sind galvanisch voneinander getrennt aufgebaut. Die Umschaltung

der Strombereiche sowie der gewünschten Bandbreite erfolgt gleichzeitig für alle Kanäle. Eine Schutzschaltung (Einschaltverzögerung, Ausgangsspannung größer 10,5 V) schaltet alle Kanäle gleichzeitig ab.

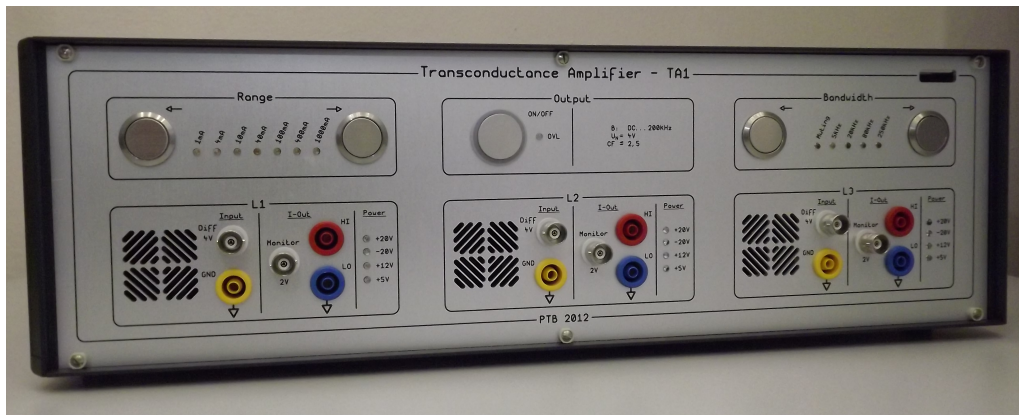


Bild 56: Frontansicht des aufgebauten dreiphasigen Transkonduktanzverstärkers TA1.

Abschließend ist noch das für den ungünstigsten Fall (Messbereich 1 A; niederohmige Last von $0,8 \Omega$) auftretende Klirrspektrum des Transkonduktanzverstärkers gemessen worden. Die Darstellung der Spektrallinien erfolgt dabei bezogen auf die Grundschiwingung. Die ganzzahligen Verzerrungen niederer Ordnung liegen im Bereich von -120 dBc. Die bis an -100 dB heranreichenden Komponenten sind Netzstörungen (50 Hz und deren Vielfache). Ein verbesserter Messaufbau würde hier zwar Abhilfe schaffen, jedoch ist das Ziel, einen Transkonduktanzverstärker mit einem THD+N besser -80 dBc aufzubauen, erreicht. Die Klirrspektren in den kleineren Strombereichen wurden ebenfalls bestimmt. Sie sind mit Werten im Bereich von -140 dBc noch geringer.

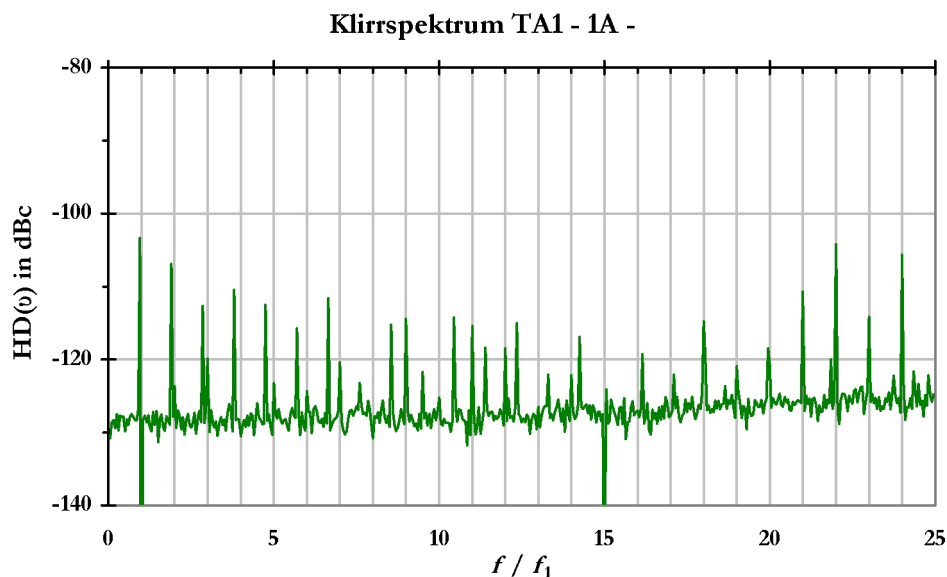


Bild 57: Klirrspektrum des TA1 bei $I = 1 \text{ A}$, $R_L = 0,8 \Omega$ und $f = 53 \text{ Hz}$.

5.2 EIGENSCHAFTEN DES DUAL 8-KANAL MESSSYSTEMS

Dieser Teil des Anhangs zeigt die wesentlichen Ergebnisse der Untersuchungen zur Bestimmung der messtechnischen Eigenschaften des Dual 8-Kanal Messsystems.

Im Bild 58 ist eine Fotografie der Frontansicht des aufgebauten Dual-Kanal Sampling Controller dargestellt. Der an diesen Controller angeschlossenen Digitizer NI 5922 ist nicht gezeigt. Die interessierenden grundlegenden Eigenschaften des so aufgebauten Messsystems sind seine Linearität bei Gleichspannung, seine Auflösung, der Frequenzgang und die damit einhergehende Möglichkeit der Kompensation, sowie die Kurzzeitstabilität. Die Langzeitstabilität der eingebauten bipolaren Referenzspannung und der Referenzfrequenz ist ebenfalls angegeben.

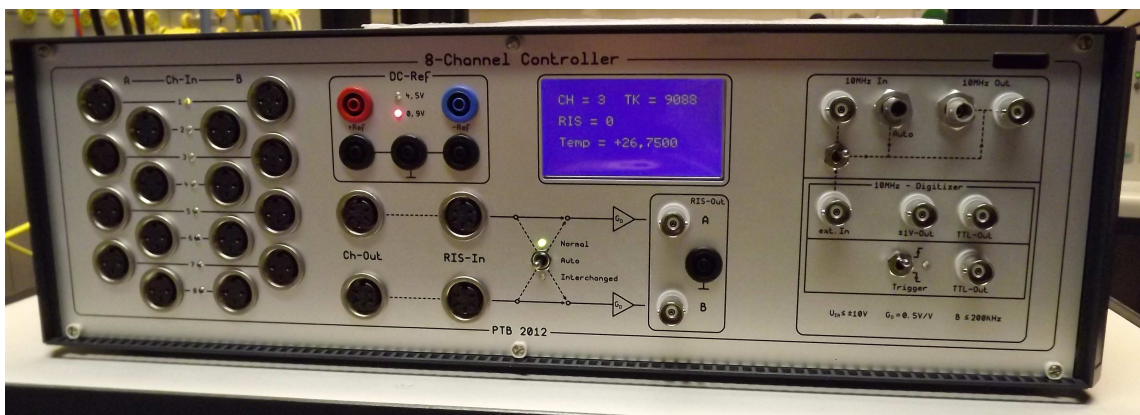


Bild 58: Photo des Dual 8K Controllers. Zwei Signalpfade passen über jeweils acht Relais die Spannungen differenziell (max. ± 10 V) an die Spannungsbereiche (± 5 V, oder ± 1 V) des Digitizers NI 5922 an. Eine eingebaute DC Referenz stellt Spannungen von 4,5 V oder 0,9 V bipolar zur Verfügung. Eine programmierbare digitale Sektion (rechts) erlaubt verschiedene Möglichkeiten der Synchronisation mit 10 MHz.

5.2.1 LINEARITÄT UND AUFLÖSUNG

Die Untersuchung der Linearität der Messbereiche von jeweils 2 V oder 10 V des Messsystems erfolgt zweckmäßigerweise mit einer fein einstellbaren Gleichspannungsquelle hoher Auflösung, sowie einem kalibrieren Voltmeter. Dabei werden gleichzeitig die Differenzen der Spannungen U_A (bzw. U_B) und U_{Ref} gebildet. Diese Differenzen stellen die Messabweichungen des Dual 8-Kanal Messsystems dar. Dabei zeigte sich, dass es günstig ist, die Messbereiche des Messsystems mit bis zu 2000 zufällig verteilten Gleichspannungen zu testen, da so ein Einfluss durch die immer vorhandene Instabilität der internen DC Referenz des Digitizers integral minimiert wird [MOE]. Im Bild 59 ist das Ergebnis der Untersuchung für den Signalpfad A im Messbereich 10 V dargestellt. Dabei wurden jegliche Korrekturmöglichkeiten abgeschaltet, um die Basiseigenschaften des Messsystems zu bestimmen. Das verwendete Referenzvoltmeter war ein HP 3458A mit einer Messunsicherheit von weniger als $\pm 1 \mu\text{V/V}$, bzw. einer Offsetspannung von unter $\pm 5 \mu\text{V}$.

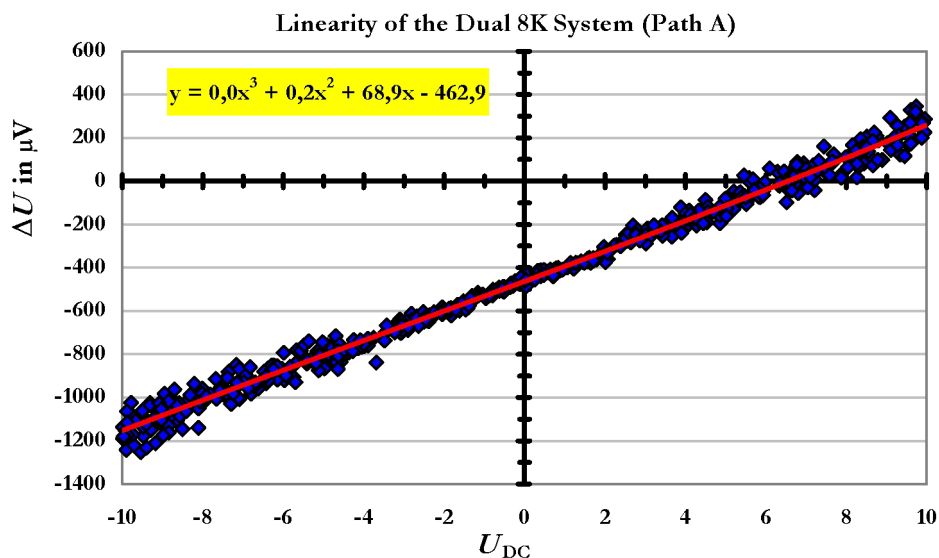


Bild 59: Linearität des Dual 8K Messsystems bestehend aus dem 8K Samplingcontroller und dem Digitizer NI 5922 im ± 10 V Bereich.

Dem Bild ist zu entnehmen dass sich das Messsystem weitestgehend linear verhält. Die erhöhte Streuung von etwa $\pm 150 \mu\text{V}$ zu dem Bereichsenden hin, erklärt sich über eine Schwankung der internen DC Referenz im Digitizer. Der im Controller verbauter Instrumentenverstärker (siehe Anhang 5.4.1) trägt aufgrund seiner weitaus besseren Linearität und Stabilität nicht zu diesen gezeigten Eigenschaften bei. Die Trendlinie (in rot hervorgehoben) zeigt eine relative Messabweichung von etwa $70 \mu\text{V/V}$, und eine Offsetspannung von etwa $-460 \mu\text{V}$.

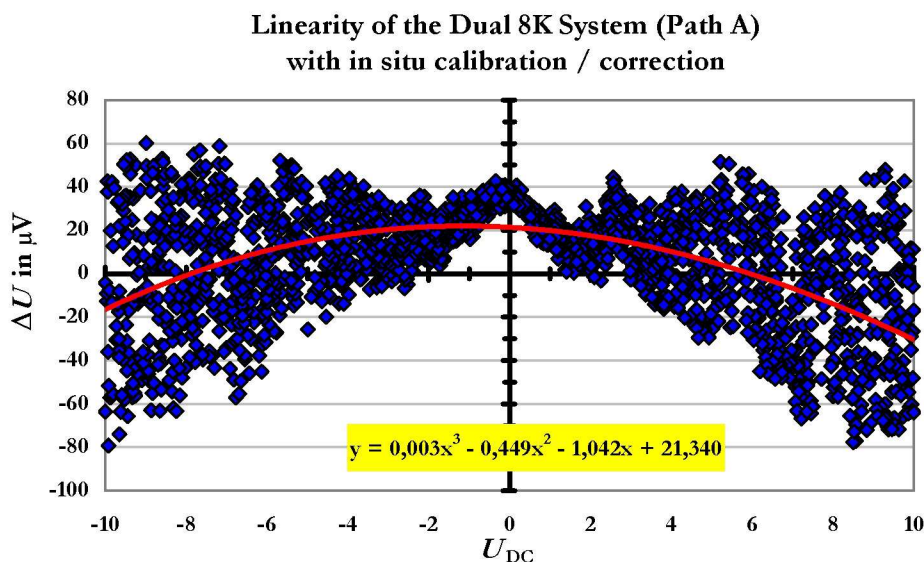


Bild 60: Linearität des Dual 8K Messsystems mit aktivierter in situ Kalibrierung mit der im Controller integrierte DC Referenz von $\pm 4,5$ V im ± 10 V Bereich.

Im Bild 60 ist die Linearität mit aktivierter in situ Korrektur dargestellt. Dabei kalibriert das Messsystem automatisch mithilfe der positiven und negativen Referenzspannung von 4,5 V (oder 0,9 V) seinen gesamten Verstärkungsfehler und seine Offsetspannung, und korrigiert automatisch die abgetasteten Spannungswerte (Samples). Dem Bild ist zu entnehmen, dass der residuelle Verstärkungsfehler mit etwa $1 \mu\text{V}/\text{V}$ vernachlässigbar ist. Die residuelle Offsetspannung im Nullpunkt beträgt unter $40 \mu\text{V}$. Jedoch zeigt sich, dass die durchgeführte 2-Punkt Korrektur (bei + 4,5 V und - 4,5 V) zwar im Mittel über den Bereich von -10 V bis +10 Volt praktisch fehlerfrei arbeitet, jedoch eine geringe Nichtlinearität mit quadratischen Term hervorruft. Dennoch ergibt sich hier eine Reduktion der Schwankung zu dem Bereichsenden hin (Halbierung von $\pm 150 \mu\text{V}$ auf $\pm 80 \mu\text{V}$).

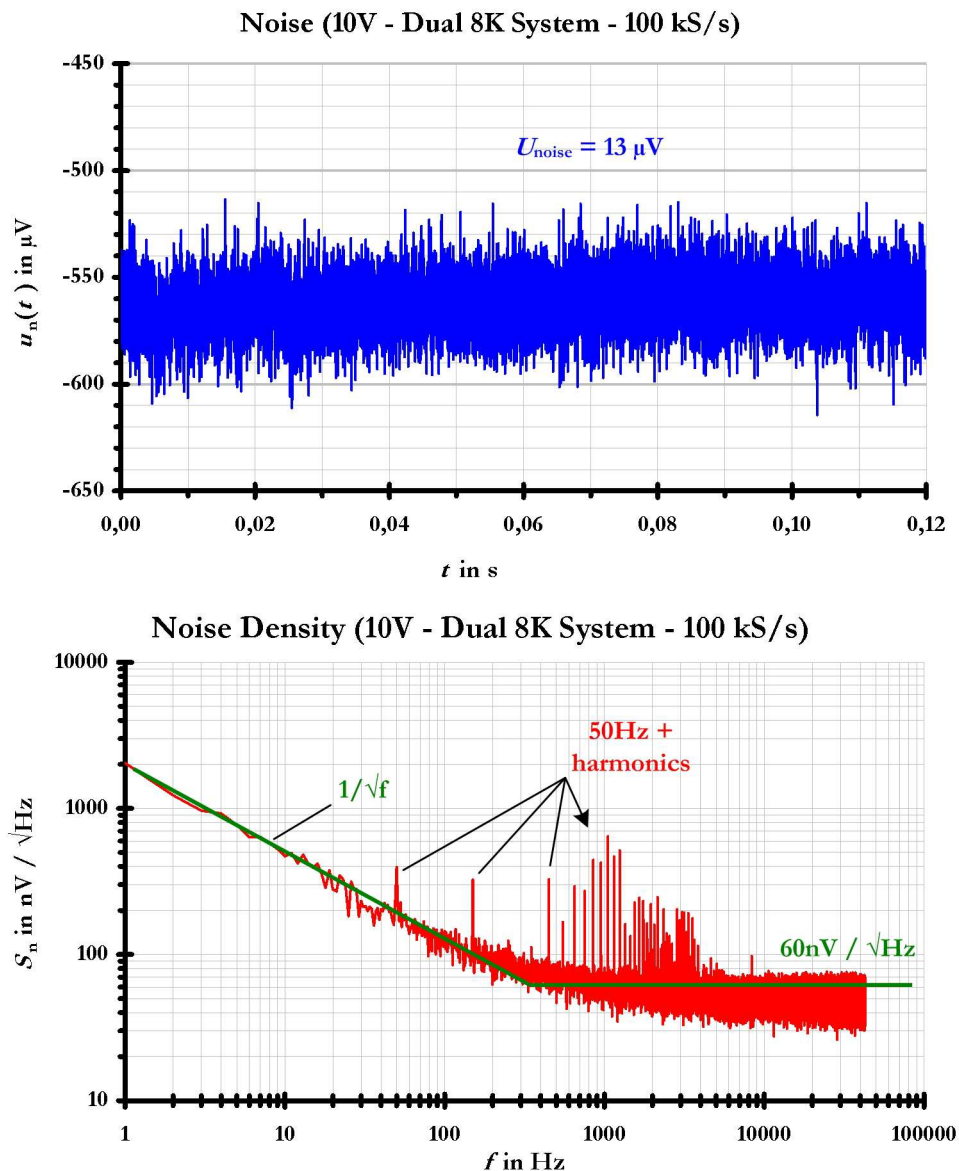


Bild 61: Rauscheigenschaften des Dual 8K Messsystems im $\pm 10 \text{ V}$ Bereich bei einer Abtastfrequenz von 100 kHz.

Die Auflösung des Messsystems ergibt sich aus seinen Rauscheigenschaften. Diese wurden mit kurzgeschlossenen Eingängen im 10 V Bereich bestimmt. Im Bild 61 sind die Ergebnisse dieser Untersuchung für eine Abtastfrequenz von 100 kHz dargestellt. Hierbei wurde über eine Fensterlänge von 1 s, entsprechend einer Frequenzauflösung von 1 Hz abgetastet (oberes Bild). Eine mit diesen Datensatz durchgeführte DFT ergibt direkt die Rauschspannungsdichte. Insgesamt wurden dabei 16 (Betrags-) Spektren gemittelt, um ein aussagekräftiges Ergebnis (unteres Bild) zu erhalten. Dabei zeigt sich für Frequenzen oberhalb 500 Hz eine Rauschspannungsdichte von etwa $60 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Unterhalb dieser Frequenz folgt die Rauschspannungsdichte einem $f^{-0,5}$ Verlauf.

Für typische Messaufgaben mit Fensterlängen von etwa 0,4 Sekunden, entsprechend 2,5 Hz Auflösung, ist die minimal detektierbare Spannung etwa $0,3 \mu\text{V}$ bei Frequenzen um 50 Hz. Für höhere Frequenzen beträgt die Auflösung bereits $0,1 \mu\text{V}$. Bei Auswahl einer Grundschwingung von 50 Hz selbst ist jedoch mit einer systematischen Verfälschung durch Überlagerung einer Störampplitude zu rechnen. Der im Bild 61 gezeigte Wert von $0,4 \mu\text{V}$ ist zwar sehr gering, dennoch ist in realen ausgedehnten Messaufbauten mit Störspannungen im Bereich von typisch einigen μV zu rechnen.

5.2.2 ENTZERRUNG DES FREQUENZGANGS

Der Frequenzgang des Messsystems ergibt sich durch Überlagerung aus dem Frequenzgang des Instrumentenverstärkers im Sampling Controller (vgl. Bild 74) sowie dem Frequenzgang des Digitizer. Der normalisierte Frequenzgang $\Delta\epsilon_D(f)$ des Instrumentenverstärkers wird mit einer einfachen quadratischen Modellfunktion berücksichtigt. Daher beschränkt sich die Bestimmung des Frequenzganges auf den Digitizer NI 5922. Er wird hauptsächlich durch ein Digitalfilter („48-Tap Standard“) definiert [RIET], welches nach dem Parks-McClellan Algorithmus erzeugt wurde [PMC]. Die Untersuchungen beschränken sich daher auf einige wenige Abtastraten zwischen 50 kHz und 1 MHz [MOE], wobei jeweils der Frequenzbereich bis 43 % der eingestellten Abtastfrequenz zu berücksichtigen ist. Nach Unterlagen des Herstellers [NI1] liegt hier die Grenzfrequenz dieses Digitalfilters.

Die Messungen wurden mit einem kalibrierten Voltmeter Fluke 5790 und einen Signalgenerator Tektronix AFG 3022B durchgeführt, welcher mithilfe eines 10 MHz Referenztaktes mit dem Digitizer synchronisiert ist. Diese Kopplung erlaubt es, speziell im Falle höherer Frequenzen, bestmögliche RMS Genauigkeit auch ohne Verwendung spezieller Fenster zu erreichen (beispielsweise Hanning). Beispielsweise ergeben sich sonst bei nur geringer Anzahl von Samples pro Periode (3 Samples pro Periode - entsprechend $f' = f/f_s = 0,333$) Messabweichungen im Bereich einiger Prozent. Damit würde die Charakterisierung des Frequenzganges ad absurdum geführt. Für das Referenzvoltmeter sind diese Betrachtungen nicht notwendig, da das Messwerk mit Thermokonvertern aufgebaut ist [FLUKE1].

Die Fensterlänge des Abtastvorgangs beträgt 0,8 s, entsprechend einer Frequenzauflösung von 1,25 Hz. Als Startfrequenz wurde jeweils 55 Hz gewählt. Die Schrittweite (400 Schritte)

ergab sich für jede Abtastfrequenz automatisch aus der Forderung den Frequenzbereich bis $0,43 \cdot f_s$ abzudecken. Für die Spannung von 3 V ist das Ergebnis im Bild 62 dargestellt. Der Frequenzgang ist auf exakt Eins normalisiert dargestellt (Bezug auf 55 Hz). Dies hat den Vorteil, dass die statische Messabweichung des jeweiligen Kanals kompensiert ist. Die Frequenzachse ist ebenfalls normalisiert auf die Abtastfrequenz dargestellt, was einen direkten Vergleich zwischen den Ergebnissen bei verschiedenen Abtastfrequenzen erlaubt.

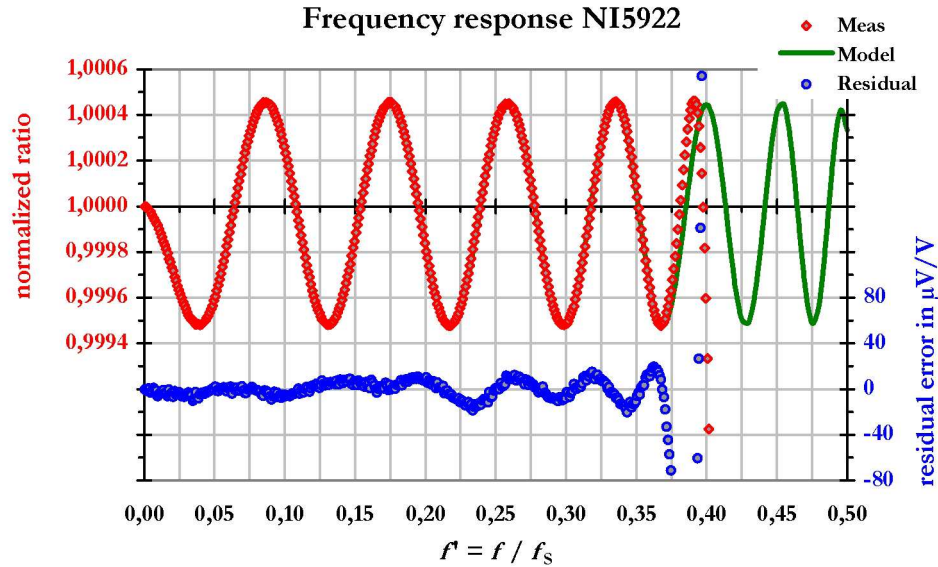


Bild 62: Darstellung des normierter Frequenzgang des Digitizer NI 5922 (rote Kurve) mit $f_s = 100$ kHz. Die Frequenz ist normiert dargestellt. Das Modell (grüne Kurve) zeigt gute Übereinstimmung bis etwa 37 % von f_s . Das Modell ist gültig für alle Abtastraten $50 \text{ kHz} \leq f_s \leq 1 \text{ MHz}$. Der Unterschied zwischen Modell und gemessenen Werten (blaue Kurve) zeigt eine Übereinstimmung von besser $30 \mu V/V$ bis etwa 37 % von f_s .

Hier zeigte sich, dass die so normierten Frequenzgänge für alle Abtastraten von 50 kHz bis 1 MHz praktisch übereinstimmen. Der wellige Verlauf ist daher weitestgehend auf das Digitalfilter zurückzuführen. Es gab jedoch leider keine Unterstützung seitens National Instruments bezüglich der im Digitizer implementierten Filterkoeffizienten. Es musste daher eine Lösung gefunden werden, diesen welligen Verlauf nachzuempfinden, um zumindest im Frequenzbereich eine Möglichkeit zur Kompensation der Spektren der abgetasteten Spannungen vorzuhalten.

Als Modellfunktion $F_{DF}(f')$ zur Amplitudenkorrektur im Frequenzbereich eignen sich gerade Funktionen, um die mathematische Bedingung $F_{DF}(-f') = F_{DF}(+f')$ zu erfüllen. Diese wird mit der Überlagerung einer Kosinusfunktion $\xi_1(f')$ mit frequenzabhängiger Amplitude $\Delta_x(f')$ und der frequenzabhängigen Periodendauer $T_x(f')$, und einer zusätzlichen Funktion $\xi_2(f')$ der Form $\sin(x)/x$ modelliert, die die Abweichung der Kosinusfunktion für $f' = 0$ in der Summe auf den Idealwert 1 (Gleichstromverstärkung des Digitalfilters) bringt. Geringe Abweichungen, insbesondere bei sehr geringer Frequenz f' , bzw. im anderen Extrem, bei sehr hohen Abtastraten und hoher Frequenz werden durch eine dritte

Hilfsfunktion $\xi_0(f')$ ausgeglichen. Zur besseren Lesbarkeit sei nun die relative Frequenz $\Omega = f'$ eingeführt. Die Form der Modellfunktion ist

$$F_{DF}(f, f_s) = 1 + \xi_0(f, f_s) + \xi_1(f, f_s) + \xi_2(f, f_s)$$

$$\Omega = \frac{f}{f_s} \quad (\text{normierte Frequenz; } 0 \leq \Omega < 0,5)$$

$$\xi_0(f, f_s) = \varepsilon_0 \cdot \left(1 - e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\Omega}{\sigma_{LF}}\right)^2}\right) + \varepsilon_1 \cdot \Omega + \varepsilon_2 \cdot f_s \cdot \Omega^2$$

$$\xi_1(f, f_s) = \Delta_X(\Omega) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{T_X(\Omega)} \cdot \Omega\right)$$

$$\xi_2(f, f_s) = -\Delta_0 \cdot \frac{\sin(\tau_X \cdot \Omega)}{\tau_X \cdot \Omega}$$

mit $\Delta_X(\Omega) = \Delta_0 \cdot (1 + \alpha_A \cdot \Omega^{\beta_A})$
 und $T_X(\Omega) = T_0 \cdot (1 + \alpha_T \cdot \Omega^{\beta_T})$

(56)

Diese auf ersten Blick unübersichtliche Funktion modelliert mit lediglich 11 Parametern den Frequenzgang bis etwa 40 % der Abtastrate hinreichend genau. Die vom Digitalfilter des NI-5922 verursachte Filterung ab etwa $f' = 0,4$ wird mit einer weiteren Verfeinerung der Ausgleichsfunktion nicht modelliert. Zum Einen wäre man im späteren Kalibrierbetrieb durch Wahl einer ausreichend hohen Abtastrate ohnehin bestrebt, den relevanten Spektralbereich durch Überabtastung in den unteren Frequenzbereich ($f' < 0,2$) zu schieben. Zudem vermeidet dies numerische Probleme bei der durchgeführten Entzerrung des Frequenzgangs, da geringe Störfragmente (oder Rauschen) überbetont würden, bzw. sogar die Gefahr der Entstehung eines Ausdrucks der Form 0/0 vorhanden ist.

Die Bestimmung dieser 11 Parameter erfolgte mithilfe einer nichtlinearen Regressionsanalyse (Least Squares Verfahren) mithilfe der Software „Mathematica“. Dabei wurden zur Verbesserung der Konvergenz geeignete Startwerte empirisch ermittelt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 15 gezeigt.

Tabelle 15 Parameter des Modells zur Bestimmung des Amplitudengangs des Digitizer NI 5922 für Samplingraten zwischen 50 kHz und 1 MHz.

$\xi_0(f')$		$\xi_1(f')$		$\xi_2(f')$	
ε_0	-0,000022	Δ_0	0,000532	τ_X	80,665
ε_1	-0,00008	α_A	-0,55		
ε_2	1,40E-09	β_A	2,18		
σ_{LF}	0,005	T_0	0,08775		
		α_T	-2,4		
		β_T	3,6		

Abschließend wurde unter Verwendung der bekannten Korrekturen (Digitalfilter, in situ Korrektur gegen die eigene DC Referenz) eine Vergleichsmessung gegen ein breitbandiges thermisches Leistungsnormale bezüglich der RMS Messabweichungen des Dual 8-K Messsystems bei verschiedenen verzerrten Kurvenformen wie Sinus, Dreieck, Rechteck und Sägezahn mit $U_{\text{rms}} = 3 \text{ V}$ durchgeführt. Die Signale wurden auf 60 kHz bandbegrenzt. Die Abweichungen sind im Bild 63 dargestellt. Dabei zeigte sich, dass diese innerhalb $\pm 5 \mu\text{V/V}$ nahezu unabhängig von der Kurvenform sind.

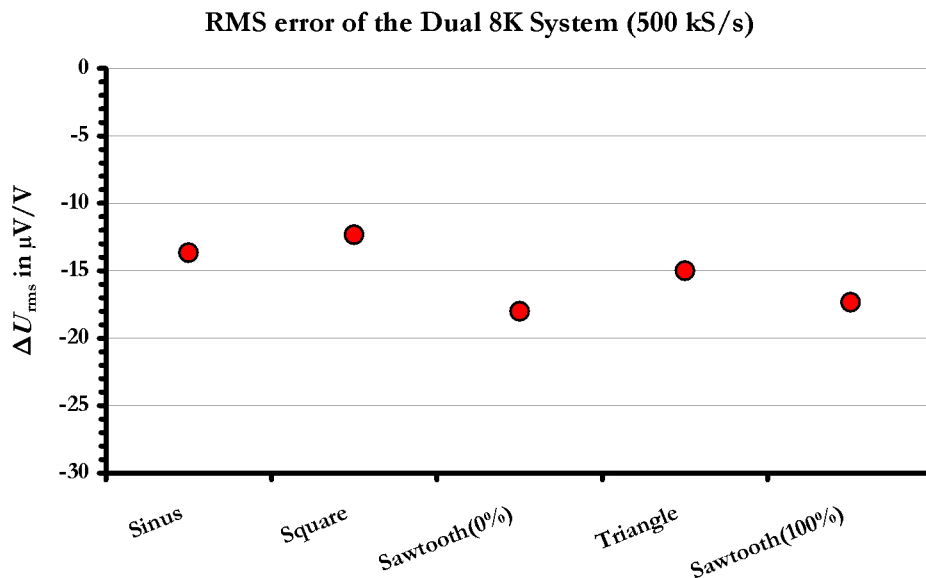


Bild 63: Vergleich der Messabweichungen ΔU_{rms} des Dual 8-K Messsystems gegen ein analog-thermisches Messsystem mit verschiedenen Kurvenformen. Die analoge Bandbreite der verzerrten Signale war auf 60 kHz begrenzt.

5.2.3 STABILITÄT DES DUAL 8-K MESSSYSTEMS

Der Einsatz des Dual 8-K Messsystems als Referenzmesssystem in Kalibrierplätzen setzt die Kenntnis über seine Stabilitätseigenschaften voraus. Hierzu wurden Untersuchungen mit einem als Reservenormal für die elektrische Wechselleistung dienenden Messsystem durchgeführt. Die Bestimmung des Effektivwertes von Wechselspannungen im Bereich einiger Volt erfolgt mit diesem System mit einer Messunsicherheit von unter $1,5 \mu\text{V/V}$ [IHL1] und ist damit in hervorragender Weise als Vergleichsnormale für die Bestimmung der Stabilität des Dual 8-K Messsystem geeignet.

Das Ergebnis einer über einen Zeitraum von etwa 2 Tagen ermittelten Stabilität bei 5 V und etwa 53 Hz ist im Bild 64 dargestellt. Die dargestellten Verläufe zeigen die relativen Messabweichungen der gemessenen Spannung bezogen auf die vom Vergleichsnormale ermittelte Spannung. Der grün dargestellte Verlauf ist die Messabweichung mit aktivierter in-situ Korrektur gegen die im Dual 8-K Messsystem integrierte DC Referenz. Im Kontrast

dazu zeigt der rot dargestellte Verlauf die Messabweichung im Messmodus ohne aktivierte automatische Korrektur.

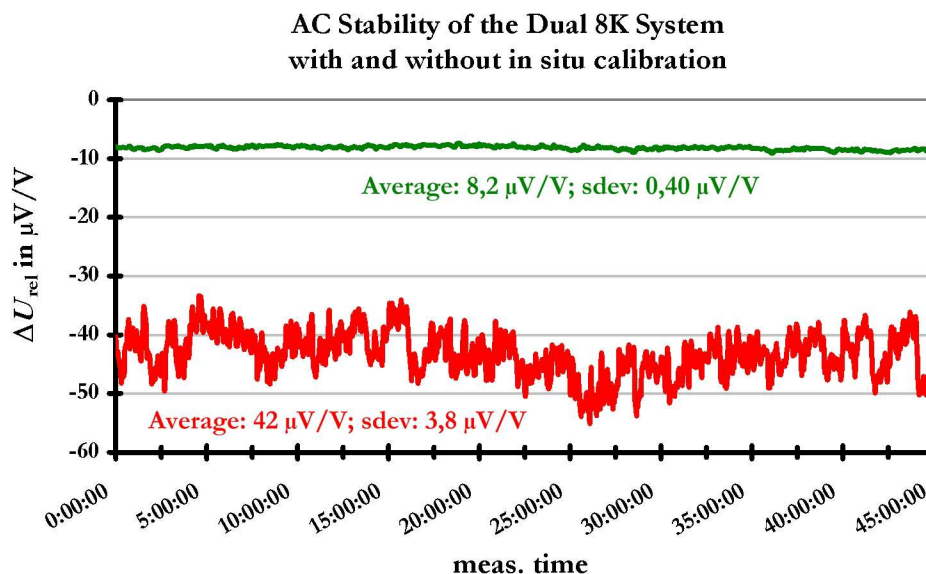


Bild 64: Stabilität des Dual 8-K Messsystems mit aktivierter in-situ Korrektur (grün) über einen Zeitraum von etwa 2 Tagen. Informativ ist auch die Stabilität ohne aktivierte Korrektur (rot) angegeben.

Dabei zeigen sich mehrere Resultate gleichzeitig. Zum Einen ist die Messabweichung mit Autokorrektur wesentlich geringer (-8 ppm gegen -42 ppm). Zum Anderen ist aber auch das Rauschen um einen Faktor 10 geringer (0,4 ppm gegen 4 ppm). Dabei ist im korrigierten Messmodus keinerlei Drift in der Messabweichung zu erkennen. Die Eigenschaften des Dual 8-K Messsystem bezüglich der RMS Genauigkeit hängen daher direkt von den Eigenschaften der für die Korrektur verwendeten DC Referenz [VRE104] und deren Beschaltung (Rauschfilter, Buffer, Spannungsteilung für 0,9 V, Invertierung) ab.

Daher wurden seit Inbetriebnahme der Leiterplatte (Mai 2012) die vier zur Verfügung stehenden Spannungen protokolliert. Mit Einbau der Leiterplatte in das komplette Gehäuse (vgl. Bild 58) gab es eine stärkere Veränderung, insbesondere der 0,9 V Spannungen. Ursache scheint hier der ohmsche Spannungsteiler [VISH3] zu sein. Für die Invertierung wurde ein Widerstandsnetzwerk verwendet. Die Veränderung ist nach derzeitigen Erkenntnissen darauf zurückzuführen, dass eine Übertemperatur (etwa 29 °C) innerhalb des Gerätes herrschte. Dies wurde daraufhin mit Lüftungsmaßnahmen abgestellt.

Ebenfalls im Dual 8K Messsystem ist eine 10 MHz Referenz eingebaut. Für zukünftige Erweiterungen (Bestimmung der elektrischen Energie unter Gleich- und Wechselstrombedingungen) ist eine genaue Zeitbasis wichtig, die auch zur Synchronisation mit dem Digitizer und anderen externen Generatoren verwendet werden kann. Dies ist jedoch im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter von Interesse.

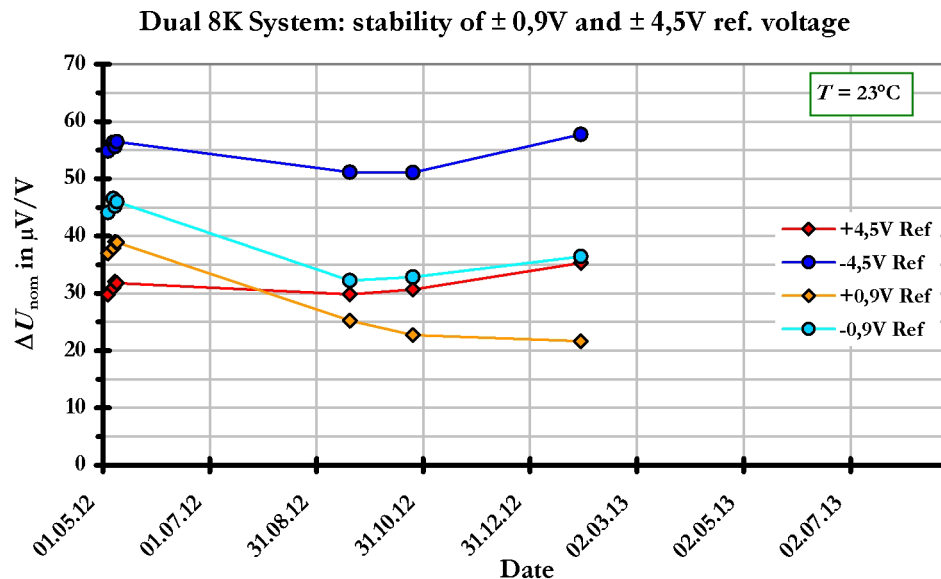


Bild 65: Langzeitstabilität (Historie) der im Dual 8-K Messsystem eingebauten Referenzspannungen von $\pm 0,9\text{ V}$ und $\pm 4,5\text{ V}$.

Die Stabilität und die Genauigkeit dieser Referenz geht aus dem Bild 66 hervor. Es ist zu erkennen, dass die Basisgenauigkeit unter $\pm 3\text{ }\mu\text{Hz/Hz}$ liegt. Energiemessungen wären damit praktisch so genau wie Leistungsmessungen, die mit diesem Messsystem bestenfalls mit Unsicherheiten von etwa $20\text{ }\mu\text{W/VA}$ durchgeführt werden können.

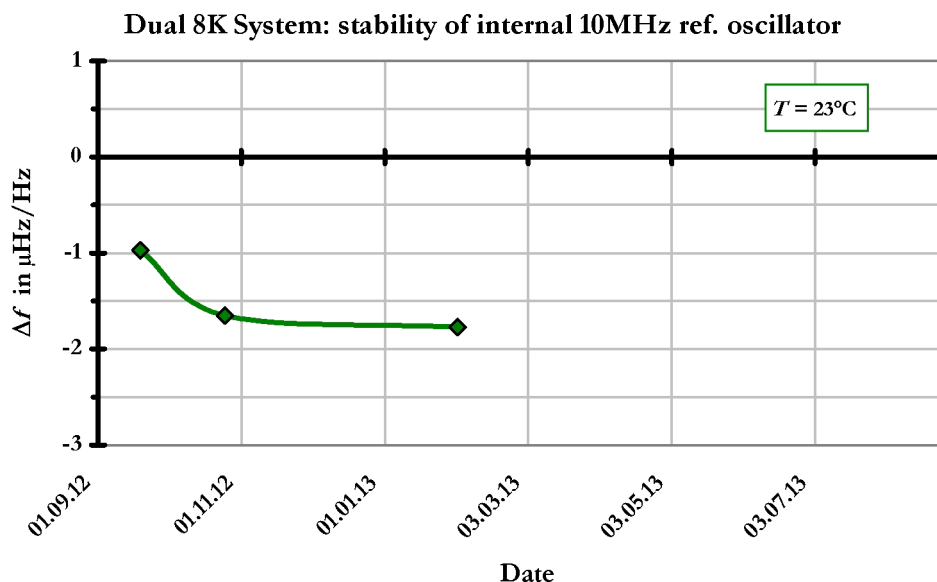


Bild 66: Langzeitstabilität (Historie) der im Dual 8-K Messsystem eingebauten Referenzfrequenz von 10 MHz.

5.3 DIE RECHENROUTINEN DES DUAL 8-KANAL MESSSYSTEM

5.3.1 MODELL DES ABTASTSYSTEMS MIT KANALSCHALTER

Das Modell des Dual-8K Messsystems besteht aus einem Dual 8-Kanal Umschalter mit maximal 2 x 8 Kanälen („DCS“), einer zweikanaligen differenziellen Eingangsstufe („RIS“) und einem 2-Kanal Digitizer (NI-5922). Es ist im Bild 67 dargestellt.

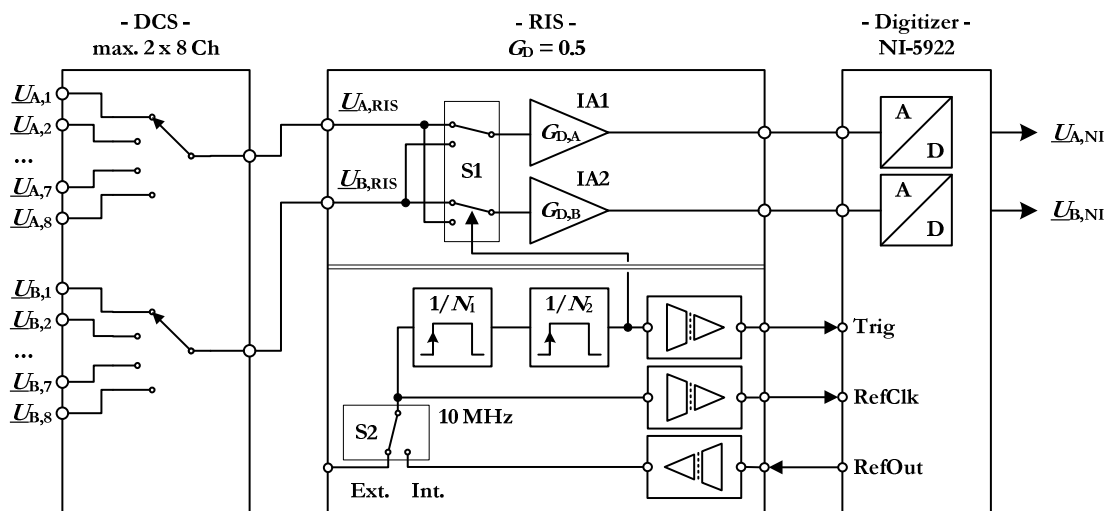


Bild 67: Vereinfachtes Modell des Dual-8K Abtastsystem.

Die am Eingang des DCS anstehenden Spannungen $u_{A,i}(t)$ und $u_{B,i}(t)$ (Index i für Nummer des jeweiligen Kanals; $i = 1 \dots 8$) werden dem RIS mit seinen differenziellen Verstärkungen $G_{D,A}$ und $G_{D,B}$ zugeführt. Dieser kann bei Bedarf die Eingänge synchronisiert vertauschen, was zu einer Verbesserung der Genauigkeit sowohl von ratiometrischen Messungen, als auch von Leistungsmessungen führt. Der 2-Kanal Digitizer tastet die Ausgangsspannungen des RIS ab. Die abgetasteten Kurvenformverläufe $u_{A,NI}(\nu \cdot T_A)$ und $u_{B,NI}(\nu \cdot T_A)$ stehen dem Messrechner zur weiteren Bearbeitung zur Verfügung.

5.3.2 DEFINITION DER ABTASTEINSTELLUNGEN

Basiseinstellungen Digitizer

- V** f_A Abtastfrequenz (z. B. 50 kHz – 50 kS/s entspricht kSample/s)
- B** T_A Abtastzeit; entspricht f_A^{-1} (z. B. 50 kHz⁻¹ = 20 µs)

Basiseinstellungen Dual 8K Messsystem (bis 2 x 8 Kanäle)

- V** T_M Messzeit pro Kanal für die gültigen Samples; Diese wird vorgegeben. (z. B. $T_M = 400$ ms)
- V** n_K Anzahl der nacheinander abgetasteten Kanäle des DCS; $1 \leq n_K \leq 8$; Diese wird programmiert. (z. B. $n_K = 5$)
- V** K_{RIS} Zahl die angibt ob die Vertauschungsfunktion an ($K_{RIS} = 2$) oder aus ($K_{RIS} = 1$) ist. Diese wird programmiert. (z. B. $K_{RIS} = 2$)
- V** T_{V1} Verzugszeit pro Kanal vor dem Beginn der gültigen Samples; Dies entspricht den zu entfernenden Samples $n_{V1} = T_{V1}/T_A$; Diese wird programmiert. (z. B. $T_{V1} = 20$ ms $\rightarrow n_{V1} = 20$ ms/20 µs = 1000 Samples)
- V** T_{V2} Verzugszeit pro Kanal nach dem Ende der gültigen Samples; Dies entspricht den zu entfernenden Samples $n_{V2} = T_{V2}/T_A$; Diese wird programmiert. (z. B. $T_{V2} = 20$ ms $\rightarrow n_{V2} = 20$ ms/20 µs = 1000 Samples)
- B** T_K Kanalmesszeit; Dies ist die Aufzeichnungsdauer pro Kanal des DCS; Diese ergibt sich rechnerisch aus $T_K = T_M + T_{V1} + T_{V2}$. (z. B. $T_M = 400$ ms $\rightarrow T_K = 400 + 20 + 20 = 440$ ms) und wird anschließend programmiert.
- B** n_M Anzahl der Samples pro Kanal für die gültigen Samples; Diese ergibt sich rechnerisch aus $n_M = T_M/T_A = T_M \cdot f_A$. (z. B. $n_M = 400$ ms/20µs = 20 kS oder $n_M = 0,4$ s · 50 kS/s = 20 kS)
- B** T_{Ges} Samplingdauer; Diese ergibt sich rechnerisch aus $T_{Ges} = T_K \cdot n_K \cdot K_{RIS}$. (z. B. $T_{Ges} = 440$ ms · 5 · 2 = 4,4 s)
- B** n_{Ges} Anzahl der aufzuzeichnenden Samples; Diese ergibt sich rechnerisch aus $n_{Ges} = T_{Ges}/T_A = T_{Ges} \cdot f_A$. (z. B. $T_{Ges} = 4,4$ s · 50 kS/s = 220 kS)
- B** f_{Res} Frequenzauflösung für die Messzeit pro Kanal; Diese ergibt sich rechnerisch aus $f_{Res} = T_M^{-1}$ (z. B. $f_{Res} = 1/0,4$ s = 2,5 Hz)

5.3.3 HERLEITUNG DER KANALSPANNUNGEN

a) AUFSPALTUNG DER SAMPLES VOM DIGITIZER

Die ausgelesenen Datensätze des Digitizer $u_{A,NI}(v)$ und $u_{B,NI}(v)$ werden über die Anzahl der Kanäle n_K sowie K_{RIS} in einzelne „Vektoren“ getrennt. Hierzu wird zuerst ein System-Offset $U_{off,A}$ (und $U_{off,B}$) und eine Systemverstärkung G_A (und G_B) getrennt für jeden Digitizer-Kanal berücksichtigt. Diese dienen der nominalen Anpassung an etwaig eingesetzte Vorverstärker. Es ist hier nicht vorgesehen eine Korrektur der Vorverstärker vorzunehmen. Anschließend erfolgt die Trennung. Zuletzt werden die Verzugssamples entfernt.

Jeder dieser Vektoren repräsentiert nun den aufgezeichneten Spannungsverlauf eines jeden Digitizer-Kanals (unkorrigiert). Nachfolgend ist die Rechnung für den Pfad A des Digitizer dargestellt

Systemoffset $U_{off,A}$ und Systemverstärkung G_A einrechnen:

$$\vec{u}_{A,RIS}(v) = \frac{\vec{u}_{A,NI}(v) - U_{off,A}}{G_A} \quad (0 \leq v \leq n_{Ges} - 1)$$

2. Vektor aufspalten $\Rightarrow n_K \cdot K_{RIS}$ Vektoren entstehen:

• (57)

a) $K_{RIS} = 1$ (keine Vertauschung)

$$\vec{u}_{A,1}(v)^*, \vec{u}_{A,2}(v)^*, \dots, \vec{u}_{A,n_K}(v)^* \quad (0 \leq v \leq n_{Ges} / (n_K \cdot K_{RIS}) - 1)$$

b) $K_{RIS} = 2$ (mit Vertauschung)

$$\vec{u}_{A,1}(v)^*, \vec{u}_{A,2}(v)^*, \dots, \vec{u}_{A,n_K}(v)^*, \vec{u}_{C,1}(v)^*, \vec{u}_{C,2}(v)^*, \dots, \vec{u}_{C,n_K}(v)^*$$

Im Falle der Vertauschung „entstehen“ also zusätzlich noch die Spannungsverläufe $u_{C,1}$ bis u_{C,n_K} . Diese entsprechen den am Eingang B,1 bis B, n_K anstehenden Spannungsverläufen, allerdings mit den Messabweichungen (z. B. $G_{D,A}$) vom Pfad A behaftet. In analoger Weise werden die Spannungsverläufe vom Pfad B aufgeteilt. Hier entsteht dann $u_{B,1}$ bis u_{B,n_K} , und im Falle der Vertauschung $u_{D,1}$ bis u_{D,n_K} , wobei letztere dann den Signalen der Eingänge A,1 bis A, n_K entsprechen (jedoch mit den von Pfad B zugrunde liegenden Messabweichungen).

(1) BESTIMMUNG DER GRUNDSCHWINGUNGSFREQUENZ

Im weiteren Verlauf des Programms ist die Kenntnis über die Grundschiwingung f_1 im Messsignal notwendig. Um allen Möglichkeiten gerecht zu werden, kann diese

- I) **automatisch berechnet** (aus den aufgespalteten Signalverläufen **A1** oder **B1**)
- II) manuell übernommen (Eingabe von Hand - **Voreinstellung 50 Hz**)
- III) aus Signalerzeugung übernommen (aus Maske "8-Kanal DAC")

werden (**Fett → Voreinstellung**). Zur Berechnung nach I) dient eine LabView Funktion, die aus den Abtastwerten die Frequenz der Grundschiwingung von wahlweise Kanal A,1 oder B,1 ermittelt. Aus Sicherheitsgründen wird hierzu aus einer Kopie von $u_{A,1}(v)^*$ jeweils 1 ms vorher und nachher abgeschnitten. Dieser dann zu Verfügung stehende Kanal enthält normalerweise immer ein AC Signal ausreichender Amplitude und Reinheit, wobei Umschalteffekte durch das Abschneiden vermieden sind.

Im Falle reiner DC Messungen (DC Leistung) oder Rauschmessungen steht kein Signal mit einer eindeutig zuzuordnenden Frequenz zur Verfügung. In diesem Fall wird entweder nach II) $f_0 = 50$ Hz angenommen oder der Nutzer hat die Frequenz f_1 manuell eingegeben. Zusätzlich besteht immer die Möglichkeit aus der im Programm ebenfalls integrierten Kurvenformerzeugung die programmierte Grundschiwingungsfrequenz zu übernehmen (Fall III).

(2) BEHANDLUNG ASYNCHRONER EINSTELLUNGEN (OPTIONAL)

Aus der ermittelten Frequenz kann nun berechnet werden, wie viel Samples n_{v1} und n_{v2} abgeschnitten werden müssten, um eine möglichst ganzzahlige Anzahl von Perioden beizubehalten. Wird diese Option gewählt (**Autoschneiden --> aktiv**), so werden die vorher festgelegten Parameter T_{v1} und T_{v2} überschrieben.

(3) ZUSCHNEIDEN DER KANÄLE

Nun sind alle Kanäle getrennt und die optionale Funktion zur Anpassung im Falle von asynchronen Samplingeinstellungen wurde ausgeführt. Nun werden die entsprechenden Start- und Endwerte bei allen Kanälen entfernt.

Anzahl der Samples vorher n_{v1} und nachher n_{v2} entfernen:

a) $K_{\text{RIS}} = 1$ (keine Vertauschung)

$$\vec{u}_{A,1}(\mathbf{v}), \vec{u}_{A,2}(\mathbf{v}), \dots, \vec{u}_{A,n_k}(\mathbf{v}) \quad (0 \leq \mathbf{v} \leq n_M - 1) \quad . \quad (58)$$

b) $K_{\text{RIS}} = 2$ (mit Vertauschung)

$$\vec{u}_{A,1}(\mathbf{v}), \vec{u}_{A,2}(\mathbf{v}), \dots, \vec{u}_{A,n_k}(\mathbf{v}), \vec{u}_{C,1}(\mathbf{v}), \vec{u}_{C,2}(\mathbf{v}), \dots, \vec{u}_{C,n_k}(\mathbf{v}) \quad (0 \leq \mathbf{v} \leq n_M - 1)$$

b) KORREKTUR DER NICHTLINEARITÄT

Zuerst erfolgt die (optionale) Berücksichtigung der Nichtlinearität. Diese wird durch eine Fehlerspannung $\Delta U_{A,\text{NL}}$ und $\Delta U_{B,\text{NL}}$, getrennt für die beiden Digitizer-Pfade (unterschiedlich im 5V oder 1V Bereich) ausgedrückt. Diese Fehlerspannung wird in einer DC Kalibrierung mit einem Referenzvoltmeter (HP 3458A) und einer fein einstellbaren Quelle (Fluke 5700A) im Kalibriermodus ermittelt. Für den Pfad A (und analog Pfad B) ist diese

1. Definition (DC-) Nichtlinearität $\Delta U_{A,\text{NL}}$ im Pfad A:

$$\Delta U_{A,\text{NL}} = f(u_A) = u_A - u_A(\text{Referenz})$$

2. Realisierung als Polynom 3. Grades:

$$\Delta U_{A,\text{NL}} = a_{A,0} + a_{A,1} \cdot u_A + a_{A,2} \cdot u_A^2 + a_{A,3} \cdot u_A^3$$

3. Korrektur von $\vec{u}_{A,i}$ (und $\vec{u}_{C,i}$) mit $\Delta U_{A,\text{NL}}$:

$$\vec{u}_{A,i}(\mathbf{v})^* = \vec{u}_{A,i}(\mathbf{v}) - \Delta U_{A,\text{NL}}(\vec{u}_{A,i}(\mathbf{v}))$$

$$\vec{u}_{C,i}(\mathbf{v})^* = \vec{u}_{C,i}(\mathbf{v}) - \Delta U_{A,\text{NL}}(\vec{u}_{C,i}(\mathbf{v}))$$

4. Korrektur von $\vec{u}_{B,i}$ (und $\vec{u}_{D,i}$) mit $\Delta U_{B,\text{NL}}$:

$$\vec{u}_{B,i}(\mathbf{v})^* = \vec{u}_{B,i}(\mathbf{v}) - \Delta U_{B,\text{NL}}(\vec{u}_{B,i}(\mathbf{v}))$$

$$\vec{u}_{D,i}(\mathbf{v})^* = \vec{u}_{D,i}(\mathbf{v}) - \Delta U_{B,\text{NL}}(\vec{u}_{D,i}(\mathbf{v})) \quad . \quad (59)$$

Dabei entspricht der Parameter $a_{A,0}$ dem DC-Offset, und der Parameter $a_{A,1}$ dem DC-, bzw. LF Verstärkungsfehler des Gesamtsystems.

Die Parameter selbst sollten aus einer eindeutig identifizierbaren Kalibrierdatei ermittelt werden. Vorschlag für eine Namensstruktur:

1. Mit RIS ($G_A = G_B = 0,5$) und Digitizer im 5V Bereich

„NI-5922_<SN_Digitizer>_+RIS_10V-Bereich_Nichtlinearität.cal“

2. Mit RIS ($G_A = G_B = 0,5$) und Digitizer im 1V Bereich

„NI-5922_<SN_Digitizer>_+RIS_2V-Bereich_Nichtlinearität.cal“

3. Ohne RIS ($G_A = G_B = 1$) und Digitizer im 5V Bereich

„NI-5922_<SN_Digitizer>_5V-Bereich_Nichtlinearität.cal“

4. Ohne RIS ($G_A = G_B = 1$) und Digitizer im 1V Bereich

„NI-5922_<SN_Digitizer>_1V-Bereich_Nichtlinearität.cal“

Die Werte sollten beim Start des Programms eingelesen werden. In einer separaten Einstellungsmaske „Nichtlinearität Digitizer“ werden die Parameter angezeigt, eine Nutzereingabe (Überschreiben der Parameter) sollte mit einer Checkbox erlaubt werden.

Ebenfalls sollte (per Knopfdruck) die Funktion $\Delta U_{A,NL}$ und $\Delta U_{B,NL}$ im Aussteuerbereich von $-U_{\max}$ bis $+U_{\max}$ ($U_{\max} = U_{\text{Range,NI-5922}}/G_A$) berechnet, und in einem Diagramm angezeigt werden. Es genügt die Funktion über 100 Stützwerte zu berechnen. Die Anzeige kann direkt in $\mu\text{V} (\times 10^6)$ erfolgen. Beim Schließen sollen wieder alle Parameter in die Datei zurückgespeichert werden.

c) IN SITU KORREKTUR DES RESIDUELLEN OFFSET UND GAIN

Als nächstes erfolgt die (optionale) Korrektur des residuellen Offsets $\Delta U_{A,\text{off}}$ (und $\Delta U_{B,\text{off}}$) und des Verstärkungsfehlers $\Delta \varepsilon_A$ (und $\Delta \varepsilon_B$) des jeweiligen Pfades gegen eine im Dual-8K Controller eingebaute bipolare Gleichspannungsreferenz. Diese werden im Messablauf mit jeder Messung bestimmt und anschließend korrigiert. Die positive und negative Spannungsreferenz $U_{\text{Ref},+}$ und $U_{\text{Ref},-}$ befindet sich am vorletzten ($n_k - 1 \rightarrow$ positiv) und letzten benutzten Kanal ($n_k \rightarrow$ negativ). Ein Beispiel soll das verdeutlichen:

3-phasige AC Messung mit Vertauschung

$\rightarrow U_1, U_2$ und U_3 an die Kanäle A1, A2 und A3 anschließen.

$\rightarrow I_1, I_2$ und I_3 an die Kanäle B1, B2 und B3 anschließen.

$\rightarrow U_{+, \text{Ref}}$ an die Kanäle A4 und B4 anschließen.

$\rightarrow U_{-, \text{Ref}}$ an die Kanäle A5 und B5 anschließen.

Das Modell für den jeweiligen Pfad A (oder B) ist

$$\begin{aligned} u_{A,Mess} &= (1 + \Delta \epsilon_A) \cdot u_{A,In} + \Delta U_{A,Off} \\ u_{B,Mess} &= (1 + \Delta \epsilon_B) \cdot u_{B,In} + \Delta U_{B,Off} \end{aligned} \quad (60)$$

Angewandt für Pfad A auf die positive und negative Referenzspannung ergibt sich die Berechnungsvorschrift zu

$$\begin{aligned} U_{A,+} &= (1 + \Delta \epsilon_A) \cdot U_{Ref,+} + \Delta U_{A,Off} \\ U_{A,-} &= (1 + \Delta \epsilon_A) \cdot U_{Ref,-} + \Delta U_{A,Off} \end{aligned}$$

daraus:

$$\begin{aligned} \Delta \epsilon_A &= \frac{U_{A,+} - U_{A,-}}{U_{Ref,+} - U_{Ref,-}} - 1 \\ \Delta U_{A,Off} &= U_{A,+} - (1 + \Delta \epsilon_A) \cdot U_{Ref,+} \end{aligned} \quad (61)$$

Die Spannungen $U_{A,+}$ und $U_{A,-}$ ergeben sich aus den jeweiligen Mittelwert (DC-Anteil) der bereits vorhandenen Kurvenformverläufe $u_{A,nk-1}^*$ und $u_{A,nk}^*$. Die vollständigen Berechnungen für alle Pfade führen zum Ergebnis

Kanal A (mit Restfehler vom Pfad A):

$$\begin{aligned} \Delta \epsilon_A &= \frac{U_{A,+} - U_{A,-}}{U_{Ref,+} - U_{Ref,-}} - 1 \\ \Delta U_{A,Off} &= U_{A,+} - (1 + \Delta \epsilon_A) \cdot U_{Ref,+} \end{aligned}$$

Kanal B (mit Restfehler vom Pfad B):

$$\begin{aligned} \Delta \epsilon_B &= \frac{U_{B,+} - U_{B,-}}{U_{Ref,+} - U_{Ref,-}} - 1 \\ \Delta U_{B,Off} &= U_{B,+} - (1 + \Delta \epsilon_B) \cdot U_{Ref,+} \end{aligned}$$

!! wenn Vertauschung an: Kanal C (mit Restfehler vom Pfad A):

$$\begin{aligned} \Delta \epsilon_C &= \frac{U_{C,+} - U_{C,-}}{U_{Ref,+} - U_{Ref,-}} - 1 \\ \Delta U_{C,Off} &= U_{C,+} - (1 + \Delta \epsilon_C) \cdot U_{Ref,+} \end{aligned}$$

!! wenn Vertauschung an: Kanal D (mit Restfehler vom Pfad B):

$$\begin{aligned} \Delta \epsilon_D &= \frac{U_{D,+} - U_{D,-}}{U_{Ref,+} - U_{Ref,-}} - 1 \\ \Delta U_{D,Off} &= U_{D,+} - (1 + \Delta \epsilon_D) \cdot U_{Ref,+} \end{aligned} \quad (62)$$

Im Falle der Vertauschungsmessung ist es sinnvoll die Restfehler der jeweiligen Pfade zu mitteln. Dadurch entsteht nur eine Korrektur für die jeweiligen Pfade. Diese gemeinsame Korrektur (Index $*$) führt zu einer Erhöhung der statistischen Sicherheit um den Faktor $\sqrt{2}$.

Die gemeinsamen residuellen Fehler mit und ohne Vertauschung sind dann

Restfehler Pfad A:

$$\begin{aligned}\Delta \epsilon_A^* &= \frac{\Delta \epsilon_A + \Delta \epsilon_C}{2} \\ \Delta U_{A,Off}^* &= \frac{\Delta U_{A,Off} + \Delta U_{C,Off}}{2}\end{aligned}\quad . \tag{63}$$

Restfehler Pfad B:

$$\begin{aligned}\Delta \epsilon_B^* &= \frac{\Delta \epsilon_B + \Delta \epsilon_D}{2} \\ \Delta U_{B,Off}^* &= \frac{\Delta U_{B,Off} + \Delta U_{D,Off}}{2}\end{aligned}$$

Diese gemeinsamen residuellen Fehler werden angezeigt. Der Nutzer kann anhand dieser Information entscheiden, ob eine erneute Selbstkalibrierung (vollständig mit DC, oder vereinfacht mit LF AC) notwendig ist. Zusätzlich sollten diese residuellen Fehler der im weiteren Verlauf ohnehin notwendigen Statistik unterzogen werden.

Nun sind die Restfehler der jeweiligen Pfade bekannt, und die Kurvenformverläufe können korrigiert werden. Die entstehenden, im Zeitbereich vollständig korrigierten Kurvenformverläufe sind

1. Korrektur von $\vec{u}_{A,i}$ (und $\vec{u}_{C,i}$) mit Restfehler Pfad A:

$$\begin{aligned}\vec{u}_{A,i}(\mathbf{v})^{**} &= \frac{\vec{u}_{A,i}(\mathbf{v})^* - \Delta U_{A,Off}^*}{1 + \Delta \epsilon_A^*} \\ \vec{u}_{C,i}(\mathbf{v})^{**} &= \frac{\vec{u}_{C,i}(\mathbf{v})^* - \Delta U_{A,Off}^*}{1 + \Delta \epsilon_A^*}\end{aligned}\quad . \tag{64}$$

2. Korrektur von $\vec{u}_{B,i}$ (und $\vec{u}_{D,i}$) mit Restfehler Pfad B:

$$\begin{aligned}\vec{u}_{B,i}(\mathbf{v})^{**} &= \frac{\vec{u}_{B,i}(\mathbf{v})^* - \Delta U_{B,Off}^*}{1 + \Delta \epsilon_B^*} \\ \vec{u}_{D,i}(\mathbf{v})^{**} &= \frac{\vec{u}_{D,i}(\mathbf{v})^* - \Delta U_{B,Off}^*}{1 + \Delta \epsilon_B^*}\end{aligned}$$

d) AUTOMATISCHE ERZEUGUNG DER HISTORIE

Die Offset- und Verstärkungsfehler des Gesamtsystems werden in einer Datei „Historie“ protokolliert. Es wird festgelegt, dass die letzten zur Verfügung stehenden Mittelwerte der Offsetspannung $\Delta U_{A,off}^*$ (und $\Delta U_{B,off}^*$) und des Verstärkungsfehlers $\Delta \varepsilon_A^*$ (und $\Delta \varepsilon_B^*$) vor dem Beenden des Programms zu einem neuen Eintrag führt. Die zu protokollierenden Werte sind in der Datei nach folgendem Schema anzuhängen

<Systemdatum/-zeit>, Gain-Error_A, Offset-Error_A, Gain-Error_B, Offset-Error_A

e) DARSTELLUNG DER DIAGRAMME IM ZEITBEREICH

Die Darstellung erfolgt auf einer optional an- oder abwählbaren Oberfläche „Diagramm“. Es werden immer zwei Diagramme von Kanal A und B (bzw. falls vorhanden C und D) gleichzeitig angezeigt. Die Auswahl erfolgt über die Kanalnummern (1 bis n_k).

f) DISKRETE FOURIER-TRANSFORMATION (DFT)

Für die DFT existieren verschiedene Definitionen. Hier wird die physikalisch sinnvolle, auf RMS Richtigkeit bezogene DFT eingesetzt. Diese liefert die Spektrallinien als Effektivwert normiert und die Phasenwinkel in rad im Winkelbereich $\pm \pi$. Bei der DC Komponente ist jedoch über den Winkel auf das richtigem Vorzeichen zu achten.

Aus den Kurvenverläufen ergeben sich die Spannungen

DFT von $\vec{u}_{A,i}$ und $\vec{u}_{B,i}$ (sowie $\vec{u}_{C,i}$ und $\vec{u}_{D,i}$):

$$\begin{aligned} \underline{U}_{A,i}(k)^{**} &= DFT \left\{ \vec{u}_{A,i}(v)^{**} \right\} = U_{A,i}(k)^{**} \cdot e^{j\Phi_{A,i}(k)^{**}} \\ \underline{U}_{C,i}(k)^{**} &= DFT \left\{ \vec{u}_{C,i}(v)^{**} \right\} = U_{C,i}(k)^{**} \cdot e^{j\Phi_{C,i}(k)^{**}} \\ &\cdot \\ \underline{U}_{B,i}(k)^{**} &= DFT \left\{ \vec{u}_{B,i}(v)^{**} \right\} = U_{B,i}(k)^{**} \cdot e^{j\Phi_{B,i}(k)^{**}} \\ \underline{U}_{D,i}(k)^{**} &= DFT \left\{ \vec{u}_{D,i}(v)^{**} \right\} = U_{D,i}(k)^{**} \cdot e^{j\Phi_{D,i}(k)^{**}} \end{aligned} \quad (65)$$

mit $v \in [0, n_M - 1]$ und $k \in [0, n_M / 2 - 1]$

g) KORREKTUR DES FREQUENZGANGES DES RIS

Der im RIS eingebaute Vorverstärker mit seiner differentiellen Verstärkung von 0,5 ist zwar breitbandig, dennoch ist die Verstärkung nicht frequenzunabhängig. Ein zur Korrektur des RIS ausreichendes mathematisches Modell für den Betrag ist nachfolgend definiert

Amplitudenfehler des RIS:

(Pfad A):

$$\Delta \epsilon_{A,RIS}(f) = c_{A,1} \cdot f + c_{A,2} \cdot f^2 \quad (66)$$

(Pfad B):

$$\Delta \epsilon_{B,RIS}(f) = c_{B,1} \cdot f + c_{B,2} \cdot f^2$$

Die Koeffizienten sollten in einer zum Digitizer gehörenden Ini-Datei getrennt für Pfad A und B hinterlegt sein. Damit ergibt sich die Korrektur der Spektrallinien nach Betrag zu

Korrektur von $\underline{U}_{A,i}(k)^{**}$ (analog $\underline{U}_{B,i}(k)^{**}$, sowie $\underline{U}_{C,i}(k)^{**}$ und $\underline{U}_{D,i}(k)^{**}$)
in der gleichen Routine (i ist der Kanalindex):

$$\max = n_M / 2 - 1$$

for $k = 1$ to \max

$$f_k = k \cdot f_{\text{res}}$$

$$a = \Delta \epsilon_{A,RIS}(f_k) \quad (67)$$

$$b = \Delta \epsilon_{B,RIS}(f_k)$$

$$U_{A,i}(k)^* = U_{A,i}(k)^{**} / (1 + a) \quad \text{'analog } \underline{U}_{C,i}(k)^{**}$$

$$U_{B,i}(k)^* = U_{B,i}(k)^{**} / (1 + b) \quad \text{'analog } \underline{U}_{D,i}(k)^{**}$$

next k

Eine Winkelkorrektur wird an dieser Stelle nicht separat durchgeführt. Hier wird später jedoch ein Phasenunterschied zwischen den Kanälen ausgeglichen. Damit ist ein Phasenunterschied innerhalb des RIS ohnehin frequenzabhängig ausgeglichen.

h) KORREKTUR DES PHASENUNTERSCHIEDES DES DIGITIZER ZUSAMMEN MIT DEM RIS

Der im RIS eingebaute Vorverstärker hat, ebenso wie der Digitizer selbst, geringe Laufzeitdifferenzen im ns-Bereich zwischen den beiden Pfaden A und B. Diese können durch eine Zeitdifferenz ΔT_{BA} beschrieben werden. Diese ist für vier mögliche Fälle vorzusehen:

- Digitizer 5V-Bereich ohne RIS
- Digitizer 1V-Bereich ohne RIS
- Digitizer 5V-Bereich mit RIS (entspricht 10V Bereich)
- Digitizer 1V-Bereich mit RIS (entspricht 2V Bereich)

Die Definition der Laufzeitdifferenz ist allgemein

$$\begin{aligned} &\text{Laufzeitdifferenz B-A:} \\ \varphi_{BA} &= \varphi_B - \varphi_A = \omega \cdot \Delta T_{BA} \end{aligned} \quad (68)$$

Damit ist es ausreichend nur die Winkel von Kanal B (und D wenn Vertauschungsmodus aktiv) um die Laufzeitdifferenz zu entzerren. Die Winkel $\varphi_{A,i}(k)^{**}$ und $\varphi_{C,i}(k)^{**}$ gehen daher direkt in die Winkel $\varphi_{A,i}(k)^*$ und $\varphi_{C,i}(k)^*$ über, da hier keine Korrektur vorgenommen wird. Die Berechnung ist

Korrektur von $\varphi_{B,i}(k)^{**}$, sowie $\varphi_{D,i}(k)^{**}$
in der gleichen Routine (i ist der Kanalindex):

$$\begin{aligned} \max &= n_M / 2 - 1 \\ \text{for } k &= 1 \text{ to } \max \\ f_k &= k \cdot f_{\text{res}} \\ mk &= 2 \cdot \pi \cdot f_k \cdot \Delta T_{BA} \end{aligned} \quad (69)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{B,i}(k)^* &= \text{WB}\{\varphi_{B,i}(k)^{**} - mk\} \\ \text{'wenn Austauschmodus = On:} \\ \varphi_{D,i}(k)^* &= \text{WB}\{\varphi_{D,i}(k)^{**} - mk\} \\ & , \\ \text{next } k \end{aligned}$$

Die Funktion $\text{WB}\{\dots\}$ achtet auf den korrekten Winkelbereich von $\pm \pi$.

i) KORREKTUR DES DIGITALFILTERS DES DIGITIZER

Der im Digitizer zu verwendende Digitalfilter „48 Tap Standard“ kann für beliebige Abtastfrequenzen f_A von 50 kHz bis 1 MHz durch ein gemeinsames Digitalfilter charakterisiert werden. Die Übertragungsfunktion F_{DF} dieses Filtertyps ist für verschiedene Abtastraten bis 1 MHz (entsprechend 400 kHz Analogbandbreite) ausgemessen worden. Sie ist als Funktion der normierten Frequenz $\Omega = f/f_A$ für alle Abtastraten gleich. Es werden elf Parameter hierfür benötigt. Das Modell ist

Modell des Frequenzganges 48-Tap "Standard" Filter:

A) Kalibrierparameter

$$\epsilon_0, \epsilon_1, \epsilon_2, \sigma_{LF} - \Delta_0, \alpha_A, \beta_A - T_0, \alpha_T, \beta_T - \tau_X$$

B) Variable

$$f$$

C) Ausgleichsfunktion

$$F_{DF}(f, f_A) = 1 + \xi_0(f, f_A) + \xi_1(f, f_A) + \xi_2(f, f_A)$$

$$\Omega = \frac{f}{f_A} \quad (\text{normierte Frequenz; } 0 \leq \Omega < 0,5)$$

$$\xi_0(f, f_A) = \epsilon_0 \cdot \left(1 - e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\Omega}{\sigma_{LF}}\right)^2}\right) + \epsilon_1 \cdot \Omega + \epsilon_2 \cdot f_A \cdot \Omega^2$$

$$\xi_1(f, f_A) = \Delta_X(\Omega) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{T_X(\Omega)} \cdot \Omega\right)$$

$$\xi_2(f, f_A) = -\Delta_0 \cdot \frac{\sin(\tau_X \cdot \Omega)}{\tau_X \cdot \Omega} \quad . \quad (70)$$

$$\text{mit } \Delta_X(\Omega) = \Delta_0 \cdot (1 + \alpha_A \cdot \Omega^{\beta_A})$$

$$\text{und } T_X(\Omega) = T_0 \cdot (1 + \alpha_T \cdot \Omega^{\beta_T})$$

Eine Phasenkorrektur ist nicht vorgesehen, da bei einem linearphasigen Digitalfilter das Signal lediglich verschoben, jedoch seine Form weitestgehend erhalten bleibt.

Abschließend ist noch die Korrektur der Spektren angegeben. Zur Vereinfachung wird angenommen, dass die Modellfunktion $DF(f, f_A)$ als Funktion hinterlegt ist.

Korrektur des Digitalfilters in den Amplitudenspektren

(i ist der Kanalindex) :

$$\max = n_M / 2 - 1$$

for $k = 1$ to \max

$$f_k = k \cdot f_{\text{res}}$$

$$Fk = DF(f_k, f_A)$$

$$\underline{U}_{A,i}(k) = \underline{U}_{A,i}(k)^* / Fk \quad \cdot \quad (71)$$

$$\underline{U}_{B,i}(k) = \underline{U}_{B,i}(k)^* / Fk$$

'wenn Austauschmodus = On:

$$\underline{U}_{C,i}(k) = \underline{U}_{C,i}(k)^* / Fk$$

$$\underline{U}_{D,i}(k) = \underline{U}_{D,i}(k)^* / Fk$$

,

next k

Die Winkel $\varphi_{A,i}(k)^*$, $\varphi_{B,i}(k)^*$, $\varphi_{C,i}(k)^*$ sowie $\varphi_{D,i}(k)^*$ gehen direkt in die Winkel $\varphi_{A,i}(k)$, $\varphi_{B,i}(k)$, $\varphi_{C,i}(k)$ und $\varphi_{D,i}(k)$ über, da hier keine Korrektur vorgenommen wurde.

5.3.4 BASIS-MESSFUNKTIONEN

Nun sind alle Spannungen im Frequenzbereich am Eingang des Kanalschalters korrigiert, und damit im Rahmen der Messunsicherheit bekannt.

a) SYNCHRONISATION AUF DIE GRUNDSCHWINGUNG

Für die Bestimmung der Parameter von Kurvenformen ist die Grundswingungsfrequenz f_1 der Kurvenform eine wichtige Größe, da im weiteren Verlauf vorgesehen ist, nur die Harmonischen zur Berechnung heranzuziehen. Diese ist gemäß Anhang 5.3.3a) bereits berechnet worden. Sie leitete sich ab aus

- **Automatisch** - Dazu dient eine Labview Funktion, die aus den Samples die Frequenz der Grundswingung von Kanal A,1 oder B,1 berechnet.
- **Manuelle Vorgabe** - Eingabe per Textfeld (z. B. 50)
- **Übernahme aus Quellensteuerung** - aus später noch zu integrierende Programmierung der DAC's. Hier steht die Grundswingungsfrequenz dann ohnehin zur Verfügung.

Die Nummer der Spektrallinie im DFT Array ist $\text{Round_to_Int}(f_1/f_{\text{Res}})$. Damit ist gleichzeitig die Position der Grundswingungskomponente im DFT Array berechenbar. Diese ist $k_1 = \text{Round_to_Int}(f_1/f_{\text{Res}}) - 1$. Hiermit ergibt sich die diskrete Grundswingungsfrequenz $f_{1,d}$ und die relative Frequenzabweichung Δf_{rel} aus dem DFT Array zu

Aus a) oder b) oder c) $\Rightarrow f_1$:

$$\begin{aligned}
 N_1 &= \text{Round_to_Int} \left\{ \frac{f_1}{f_{\text{Res}}} \right\} && \text{(Nummer der Spektrallinie)} \\
 k_1 &= N_1 - 1 && \text{(Position der Spektrallinie im Array)} \\
 f_{1,d} &= N_1 \cdot f_{\text{Res}} && \text{(diskrete Grundswingungsfrequenz)} \\
 \Delta f_{\text{rel}} &= \frac{f_1}{f_{1,d}} - 1 && \text{(relative Frequenzabweichung)}
 \end{aligned} \tag{72}$$

Die Quelle für die Grundswingung (a, b oder c) sowie die Werte $f_1, f_{1,d}$ sowie Δf_{rel} sollen übersichtlich auf einen kleinen Rahmen "Synchronisation/Frequenz" angezeigt werden, um zu erkennen, ob unter synchronisierten Bedingungen gemessen wird.

b) KURVENFORMPARAMETER

Nun können für jedes Paar (Pfad A und B) bzw. (Pfad C und D) mit den jeweiligen Kanälen 1 bis 8 einige wichtige Kurvenformparameter angezeigt werden. Diese sind

- a) DC-Anteil (vorzeichenrichtig) U_{DC}
- b) Grundschiwingung U_1
- c) Winkel U_1
- d) Spannung der harmonischen Oberschwingungen U_h
- e) AC-RMS $U_{rms,AC}$ und ACDC-RMS $U_{rms,ACDC}$
- f) harmonische AC Verzerrung THD_{AC} und DC Verzerrung THD_{ACDC}

mit zugehörigen Standardabweichungen $sdev(..)$. Die Kurvenformparameter werden aus dem DFT Array ermittelt, und sind

Kurvenformparameter aus Amplitudenspektren:
(hier beispielhaft Kanal A,1)

$$\begin{aligned}
 h_{\max} &= GZ\{0.4 \cdot n_M / N_1\} \\
 U_{DC} &= U_{A,1}(0) \cdot \cos(\varphi_{A,1}(0)) \\
 U_1 &= U_{A,1}(N_1 - 1) \\
 \varphi_1 &= \varphi_{A,1}(N_1 - 1) \\
 var_h &= 0 \\
 \text{for } k &= 2 \text{ to } h_{\max} \\
 \quad var_h &= var_h + U_{A,i}(k \cdot N_1 - 1)^2 \\
 \text{next } k \\
 U_h &= \sqrt{var_h} \\
 U_{rms,AC} &= \sqrt{U_1^2 + U_h^2}; \quad U_{rms,ACDC} = \sqrt{U_{DC}^2 + U_{rms,AC}^2} \\
 THD_{AC} &= \frac{U_h}{U_1}; \quad THD_{DC} = \frac{U_{rms,AC}}{U_{DC}} \quad .
 \end{aligned} \tag{73}$$

h_{\max} ist die (abgerundete) Ganzzahl die die Ordnung von 40% der Samplingfrequenz, bezogen auf die Grundschiwingung beschreibt.

Beispiel: $f_A = 100 \text{ kHz}$; $n_M = 50000$; $f_{Res} = 2 \text{ Hz}$; $f_1 = 52 \text{ Hz}$
daraus: $N_1 = 52/2 = 26$; $h_{\max} = GZ\{0,4 \times 50000/26\} = 769$

c) ANZEIGEPARAMETER

An dieser Stelle sei auf die Notwendigkeit hingewiesen, gewisse Anzeigeparameter in einem Frame "Anzeigeparameter" einstellbar zu halten. Diese sind:

- Anzahl der Mittelwerte (**Voreinstellung 10**)
- **absolute** oder relative sdev (nur sdev von einheitenbehafteten Zahlen, also Spannung oder Ströme werden relativ auf die Zahl selbst dargestellt, jedoch keine Winkel oder THD)
- Einheit des Winkels (° oder rad)

Zusätzlich soll eine (optionale) "Auto-Reset" Funktion unter "Anzeigeparameter" einstellbar sein. Diese bewirkt ein Reset der Mittelwertbildung wenn sich eine der folgenden Größen ändert:

- Grundswingungsfrequenz f_1 ($\Delta f_{1,\max} = 1 \text{ Hz}$ - einstellbar)
- ACDC-RMS $U_{\text{rms,ACDC}}$ ($\Delta U_{\max} = \Delta U_{0,\max} + \Delta_{r,\max} \cdot U_{\text{rms,ACDC}}$ - einstellbar. Voreinstellung: $\Delta U_{0,\max} = 0,5 \text{ mV}$; $\Delta_{r,\max} = 0,5 \%$)

Die Berechnung basiert auf "aktueller Wert - letzter Wert" in einer Oder Verknüpfung auf die Frequenz sowie alle aktiven Kanäle (A1...; B1...; evtl. C1...; und D1...). Wenn der letzte Wert (Zwischenspeicher) = Null ist, so ist Auto-Reset natürlich nicht aktiv.

5.4 DER 2-KANAL SAMPLING CONTROLLER MIT NI 5922 DIGITIZER (VRS)

Der prinzipielle Aufbau des Controllers ging aus dem Bild 32 hervor. An den vier Eingängen des Controllers $\underline{U}_{1,+}$ und $\underline{U}_{1,-}$, bzw. $\underline{U}_{2,+}$ und $\underline{U}_{2,-}$ befindet sich jeweils eine Schaltung (nicht gezeichnet) welche die Leiterbahnen bis zum Schalter schirmt (Guard). Vier entsprechend verschaltete MOS Schalter (ADG 433) sind gegenseitig „verriegelt“ um kapazitives Übersprechen von U_2 und U_1 innerhalb eines IC zu vermeiden. Diese Anordnung repräsentiert den Schalter S1. An den Ausgängen des Schalters befinden sich die beiden Instrumentenverstärker in der Topologie mit drei OPV. Die Ausgänge der beiden Instrumentenverstärker werden den Eingängen des Digitizer zugeführt. Der wesentliche, für die Genauigkeit bei gleichzeitig guter Gleichtaktunterdrückung zuständige Teil, ist der Instrumentenverstärker [MOH4]. Dieser ist nachfolgend ausführlich beschrieben.

5.4.1 DER DIFFERENZVERSTÄRKER

Ein Instrumentenverstärker kann nach Bild 68 mit drei Operationsverstärkern und den, die Differenzverstärkung bestimmenden Widerständen aufgebaut werden. Er besteht aus einer hochohmigen Eingangsstufe und einem nachfolgend angeordneten Differenzverstärker.

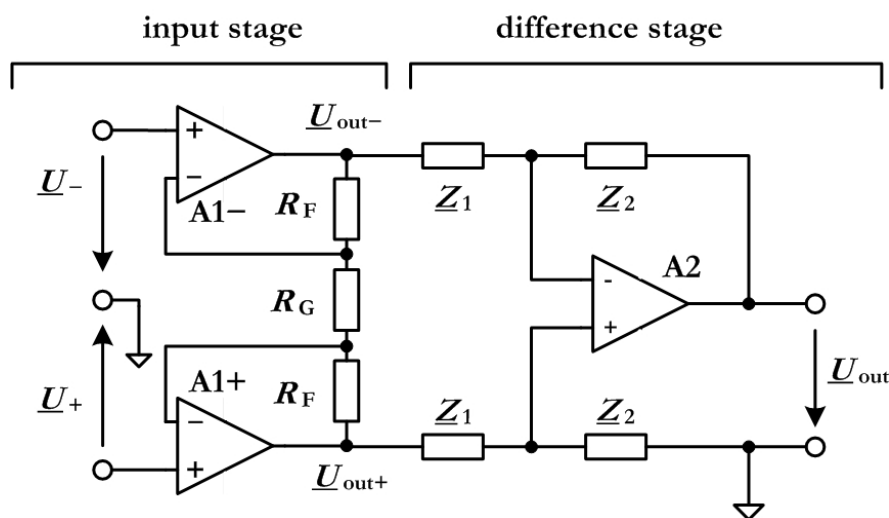


Bild 68: Schematischer Aufbau eines Instrumentenverstärkers

Es wird nachfolgend zuerst die Optimierung des Differenzverstärkers betrachtet. Anschließend wird die Eingangsstufe behandelt.

a) ABGLEICH DER GLEICHTAKTUNTERDRÜCKUNG

Eine Möglichkeit zur elektronischen Einstellung der Gleichtaktunterdrückung (CMR) eines einfachen Differenzverstärkers geht aus Bild 69 hervor. Dabei wird die Referenzspannung

φ_R derart über einen einstellbaren Verstärker G_T (Regelbereich etwa $\pm 1 \dots 3 \%$ von φ_P) und das Netzwerk R_0/R_T (Verhältnis $< 1\%$) eingestellt, dass das Verhältnis $G_d' = Z_2'/Z_1'$ mit dem Verhältnis $G_d = Z_2/Z_1$ virtuell übereinstimmt. Der Buffer B2 dient der Impedanzkopplung des empfindlichen Knotens φ_P .

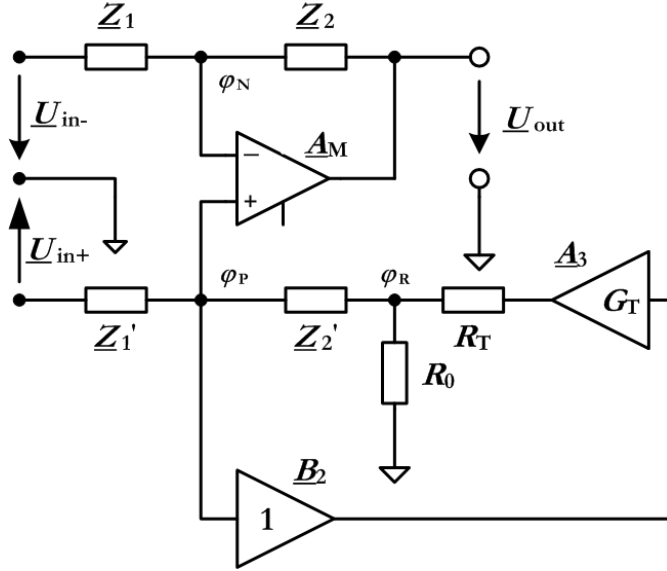


Bild 69: Anordnung zur Einstellung der Gleichtaktunterdrückung eines einfachen Differenzverstärkers.

Dieser Zustand bedeutet die zu erreichende Bedingung für eine perfekte Gleichtaktunterdrückung. Die Potenziale φ_P und φ_R für die positive Eingangsspannung U_{in+} können aus dem nachfolgenden Gleichungssystem berechnet werden.

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{Z_1'} + \frac{1}{Z_2'} & -\frac{1}{Z_2'} \\ -\frac{1}{Z_2'} - \frac{G_T}{R_T} & \frac{1}{Z_2'} + \frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_T} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_P \\ \varphi_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{U_{in+}}{Z_1'} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (74)$$

Wird nun angenommen, dass der Verstärker A_M ein idealer Operationsverstärker ist (d.h. $A_M \rightarrow \infty$), so kann die Ausgangsspannung U_{out} in Abhängigkeit der Eingangsspannungen U_{in+} und U_{in-} ermittelt werden um den Einfluss der Einstellung von G_T auf die Gleichtaktunterdrückung $G_{cm} = U_{out}/U_{cm}$ mit $U_{cm} = (U_{in+} + U_{in-})/2$ abzuschätzen. Mit den vereinfachenden Bedingungen $a = R_0/Z_2'$ (da $R_0 \ll Z_2'$), $\beta = R_0/R_T$ (da $R_0 \ll R_T$), der relativen Abweichung $\varepsilon_z = G_d'/G_d - 1$ (da $G_d' \approx G_d$) ergibt sich

$$U_{out} = G_d \cdot \left[\left(1 + \frac{\beta \cdot G_T + \varepsilon_z + \alpha}{1 + G_d} \right) \cdot U_{in+} - U_{in-} \right]. \quad (75)$$

Damit kann nun die Gleichtaktunterdrückung $G_{cm} = U_{out}/U_{cm}$ mit $U_{cm} = U_{in+} = U_{in-}$ angegeben werden. Diese ist

$$G_{cm} = \frac{U_{out}}{U_{cm}} = G_d \cdot \frac{\beta \cdot G_T + \epsilon_z + \alpha}{1 + G_d}. \quad (76)$$

Die Einstellbedingung für $G_{cm} = 0$ ist damit

$$\beta \cdot G_T = -(\epsilon_z + \alpha). \quad (77)$$

Aus (3) kann die Gleichtaktunterdrückung eines Differenzverstärkers ohne Abgleichmöglichkeit angegeben werden. Mit $a = 0$ und $\beta = 0$ ist

$$G_{cm,ohne\ Trim} = \frac{U_{out}}{U_{cm}} = \frac{G_d}{1 + G_d} \cdot \epsilon_z. \quad (78)$$

In der Literatur ist häufig das Verhältnis $CMRR = (G_{cm}/G_d)^{-1}$ angegeben. Die Differenzverstärkung $G_{d,amp} = U_{out}/U_d$ mit $U_d = U_{in+} - U_{in-}$ ist im abgeglichenen Fall des Verstärkers

$$G_{d,amp} = \frac{U_{out}}{U_{in+} - U_{in-}} = G_d, \quad (79)$$

das heißt, die sich einstellende Differenzverstärkung entspricht vollständig dem Verhältnis $G_d = Z_2/Z_1$ der beiden Widerstände. Hier werden üblicherweise gepaarte Widerstandnetzwerke für das Verhältnis R_2/R_1 und R_2'/R_1' eingesetzt, da dieses sowohl temperaturstabil (unter $10^{-6}/^\circ\text{C}$) als auch langzeitstabil (unter 5 ppm/Jahr) ist. Damit beschränkt sich die Notwendigkeit des Trimmens des Gleichtaktes und des Kalibrierens der Differenzverstärkung $G_{d,amp}$ auf ein Zeitintervall von etwa 2 Jahren, wenn die Abgleichkomponenten R_0 , R_T und G_T aus mittelstabilen Widerständen und Potentiometer (ca. 25 ppm/ $^\circ\text{C}$) aufgebaut sind. Der jedoch nur am Ausgang des Verstärkers messbare Einstellbereich von $\beta \cdot G_T$ nach (3) ist um den Faktor $G_d/(1 + G_d)$ reduziert, d.h. er ist $G_d/(1 + G_d) \cdot \beta \cdot G_T$. Im Bild 70 ist das realisierte Einstellnetzwerk angegeben.

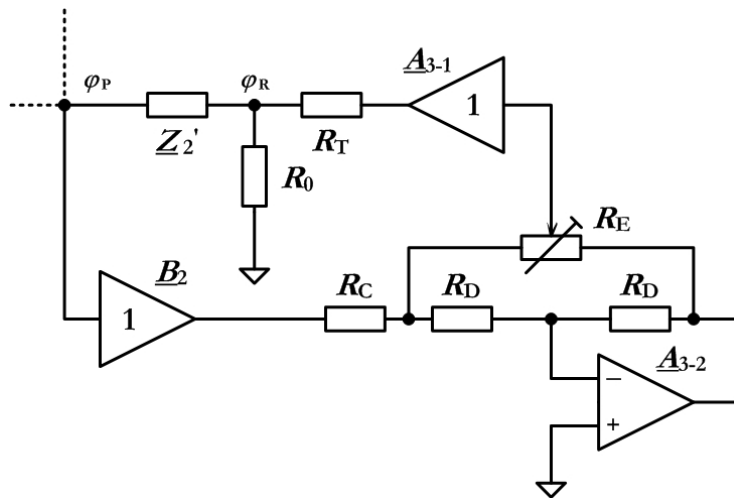


Bild 70: Realisierung der Einstellung der Gleichtaktunterdrückung

Um den Einfluss der Temperatur auf die Konstanz der Gleichtaktunterdrückung abzuschätzen wird (76) nach der Temperatur abgeleitet

$$\frac{\partial G_{\text{cm}}}{\partial T} = \frac{G_d}{1+G_d} \cdot \frac{\partial(\beta \cdot G_T + \epsilon_z + \alpha)}{\partial T} = \frac{G_d}{1+G_d} \cdot \left(G_T \cdot \frac{\partial \beta}{\partial T} + \beta \cdot \frac{\partial G_T}{\partial T} + \frac{\partial \alpha}{\partial T} + \frac{\partial \epsilon_z}{\partial T} \right)$$

Gaußsche (geometrische) Fehlerfortpflanzung

$$\frac{\partial G_{\text{cm}}}{\partial T} = \frac{G_d}{1+G_d} \cdot \sqrt{\left(G_T \cdot \frac{\partial \beta}{\partial T} \right)^2 + \left(\beta \cdot \frac{\partial G_T}{\partial T} \right)^2 + \left(\frac{\partial \alpha}{\partial T} \right)^2 + \left(\frac{\partial \epsilon_z}{\partial T} \right)^2}$$

$$\frac{\partial G_{\text{cm}}}{\partial T} = \frac{G_d}{1+G_d} \cdot \sqrt{\left(\sqrt{\left(G_T \cdot \frac{\partial \beta}{\partial T} \right)^2 + \left(\beta \cdot \frac{\partial G_T}{\partial T} \right)^2 + \left(\frac{\partial \alpha}{\partial T} \right)^2} \right)^2 + \left(\frac{\partial \epsilon_z}{\partial T} \right)^2} \quad (80)$$

$$\frac{\partial G_{\text{cm}}}{\partial T} = \frac{G_d}{1+G_d} \cdot \sqrt{\left(\frac{\partial V_{\text{trim}}}{\partial T} \right)^2 + \left(\frac{\partial \epsilon_z}{\partial T} \right)^2}$$

mit

$$\frac{\partial V_{\text{trim}}}{\partial T} = \sqrt{\left(G_T \cdot \frac{\partial \beta}{\partial T} \right)^2 + \left(\beta \cdot \frac{\partial G_T}{\partial T} \right)^2 + \left(\frac{\partial \alpha}{\partial T} \right)^2}$$

Ziel ist es nun, den Temperatureinfluss des Einstellnetzwerkes $\partial V_{\text{trim}}/\partial T$ im Bereich unter 0,1 ppm/°C zu halten. Der Effekt ist damit etwa 5...10 Mal geringer, als die zu erwartenden und nicht zu kontrollierenden Temperatureffekte aufgrund des gemeinsamen TK der gepaarten Widerstandsnetzwerke $\partial \epsilon_z/\partial T$. Weitere Berechnungen ergeben

$$\frac{\partial \beta}{\partial T} = \beta \cdot \left(\frac{\partial R_0}{R_0 \cdot \partial T} - \frac{\partial R_T}{R_T \cdot \partial T} \right)$$

$$\frac{\partial G_{T,\text{max}}}{\partial T} = G_{T,\text{max}} \cdot \left(\frac{\partial R_E}{R_E \cdot \partial T} - \frac{\partial R_C}{R_C \cdot \partial T} \right) \quad (81)$$

$$\frac{\partial \alpha}{\partial T} = \alpha \cdot \left(\frac{\partial R_0}{R_0 \cdot \partial T} - \frac{\partial R_2}{R_2 \cdot \partial T} \right)$$

Zur weiteren vereinfachenden Abschätzung wird für jeden Widerstand ein gemeinsamer Wert TK_R für $\partial R/(R \cdot \partial T)$ angenommen. Aus (80) und (81) folgt dann

$$\frac{\partial \beta}{\partial T} = \sqrt{2} \cdot \beta \cdot TK_R$$

$$\frac{\partial G_{T,\text{max}}}{\partial T} = \sqrt{2} \cdot G_{T,\text{max}} \cdot TK_R$$

$$\frac{\partial \alpha}{\partial T} = \sqrt{2} \cdot \alpha \cdot TK_R \quad (82)$$

$$\frac{\partial V_{\text{trim}}}{\partial T} = \sqrt{2} \cdot TK_R \cdot \sqrt{2 \cdot (\beta \cdot G_{T,\text{max}})^2 + \alpha^2}$$

Beispielhafte Auslegung für $G_d = 0,5$ (RIS Modul): mit $R_2 = 6k$; $R_1 = 12k$. Am Prototyp (ohne Einstellmöglichkeit) wurde gemessen:

- $G_{cm} = 30 \mu V/V \rightarrow \varepsilon_z = (1 + G_d)/G_d \cdot G_{cm} = 90 \text{ ppm} \approx 100 \text{ ppm}$ (rückwärts bestimmt aus (78))

- $\alpha = R_0/Z_2' = 100 \text{ ppm}$ (festgelegt) $\rightarrow R_0 = 0,6 \Omega$ (2 x 1,2 Ω parallel)

- $\beta \cdot G_T = \pm 200 \text{ ppm}$ (festgelegt um $\varepsilon_z + \alpha$ ausregeln zu können)

Damit wird festgelegt: $\beta = 1 \%$ ($R_T = 60 \Omega$) und $G_T = 2 \%$.

Für einen $TK_R = \pm 200 \text{ ppm}$ (typischer Wert eines 1206 SMD Widerstand) ergibt sich ein gemeinsamer TK für das Einstellnetzwerk von $0,08 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Hier genügt die Verwendung der Standardwiderstände 1206 – SMD.

b) OPTIMIERUNG DER DYNAMISCHEN EIGENSCHAFTEN

Die vorangegangenen Betrachtungen zur Einstellung der Gleichtaktunterdrückung vereinfacht nachfolgend die anzustellenden Berechnungen, da nunmehr für den Präzisionsteil des Differenzverstärkers von idealer Paarung der Widerstandsnetzwerke R_2/R_1 und R_2'/R_1' ausgegangen werden kann, d.h. $R_2/R_1 = R_2'/R_1' = G_d$. Ein für metrologische Anforderungen geeigneter Differenzverstärker geht aus Bild 71 hervor.

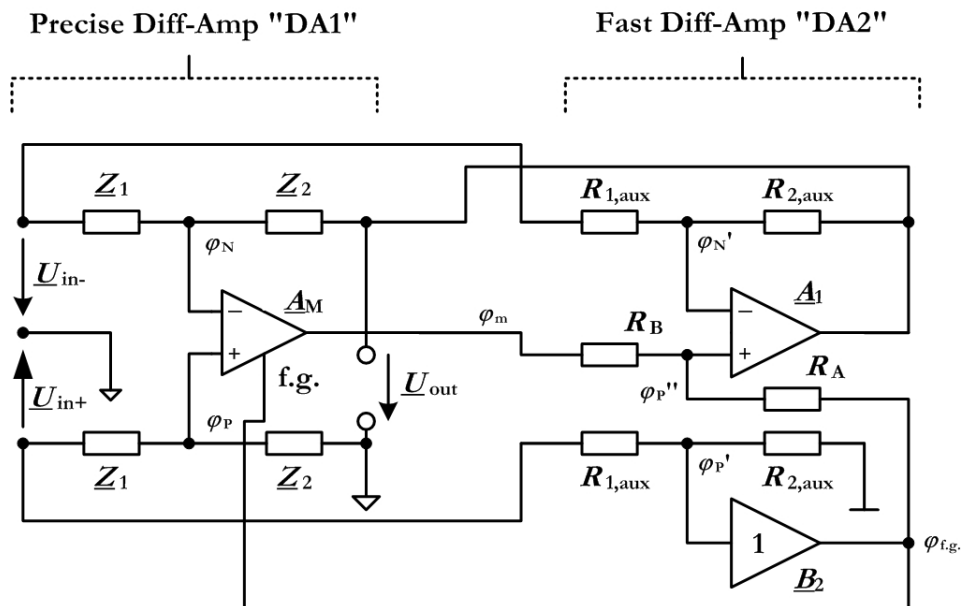


Bild 71: Optimierter Differenzverstärker hoher Genauigkeit

Der schnelle Differenzverstärker ("DA2") mit der Differenzverstärkung $G_{d,aux} = R_{2,aux}/R_{1,aux}$ schafft in Verbindung mit dem schnellen Buffer B_2 eine der Spannung φ_p' äquivalente

Spannung $\varphi_{f.g.}$. Diese steht als schwebende Spannungsversorgung den Verstärker A_m zur Verfügung, und schafft so eine praktisch „gleichtaktfreie“ Umgebung für den präzisen Differenzverstärker ("DA1"). Zusätzlich wird von diesem Buffer die Spannung für die Einstellung der Gleichtaktunterdrückung abgeleitet, was den zusätzlichen Vorteil der „Nichtbelastung“ des Knotens φ_P (vgl. Bild 70) mit sich bringt. Der Verstärker A_m kann nun mit seiner vollen Schleifenverstärkung die durch "DA2" hervorgerufen Abweichungen von der idealen Differenzverstärkung $G_d = Z_2/Z_1$ ausregeln. Die beschreibenden Gleichungen für den schnellen Differenzverstärker ("DA2") sind

$$\begin{aligned}
 \varphi_P' &= \frac{R_{2,aux}}{R_{2,aux} + R_{1,aux}} \cdot U_{in+} = \frac{G_{d,aux}}{G_{d,aux} + 1} \cdot U_{in+} \\
 \varphi_{f.g.} &= (1 + \varepsilon_{b2}) \cdot \varphi_P' \\
 \varphi_P'' &= \varphi_m \cdot \frac{1}{1 + K_R} + \varphi_{f.g.} \cdot \frac{K_R}{1 + K_R} \\
 \text{mit } K_R &= \frac{R_B}{R_A} \\
 \varphi_N' &= U_{in-} - \frac{U_{in-} - U_{out}}{R_{1,aux} + R_{2,aux}} \cdot R_{1,aux} = U_{in-} - \frac{U_{in-} - U_{out}}{1 + G_{d,aux}} = U_{in-} \cdot \frac{G_{d,aux}}{1 + G_{d,aux}} + \frac{U_{out}}{1 + G_{d,aux}} \\
 U_{out} &= A_1 \cdot (\varphi_P'' - \varphi_N')
 \end{aligned} \tag{83}$$

Damit ergibt sich für die Ausgangsspannung U_{out} und den Vereinfachungen $A_1 \gg 1 + G_{d,aux}$ und $\varepsilon_{b2} = 0$

$$U_{out} = G_{d,aux} \cdot \left(\frac{K_R}{1 + K_R} \cdot U_{in+} - U_{in-} + \frac{1 + G_{d,aux}}{G_{d,aux}} \cdot \frac{\varphi_m}{1 + K_R} \right). \tag{84}$$

Die beschreibenden Gleichungen für den präzisen Differenzverstärker (DA1) sind

$$\begin{aligned}
 \varphi_P &= \frac{G_d}{1 + G_d} \cdot U_{in+} \\
 \varphi_N &= \frac{G_d}{1 + G_d} \cdot U_{in-} + \frac{U_{out}}{1 + G_d} \\
 \varphi_m &= \varphi_{f.g.} + A_m \cdot (\varphi_P - \varphi_N) = \varphi_P' \cdot (1 + \varepsilon_{b2}) + A_m \cdot (\varphi_P - \varphi_N) \\
 \varphi_m &= \frac{G_{d,aux}}{G_{d,aux} + 1} \cdot (1 + \varepsilon_{b2}) \cdot U_{in+} + A_m \cdot (\varphi_P - \varphi_N) \\
 \text{mit } \varepsilon_{z,aux} &= \frac{G_{d,aux}}{G_d} - 1 \text{ ist } G_{d,aux} = G_d \cdot (1 + \varepsilon_{z,aux}) \\
 \varphi_m &= \frac{G_d}{G_d + 1} \cdot \left(1 + \frac{\varepsilon_{z,aux}}{G_d + 1} + \varepsilon_{b2} \right) \cdot U_{in+} + A_m \cdot (\varphi_P - \varphi_N)
 \end{aligned} \tag{85}$$

Damit ergibt sich für die Ausgangsspannung φ_m des Präzisionsverstärkers

$$\varphi_m = \frac{G_d}{G_d + 1} \cdot \left(1 + \frac{\underline{\varepsilon}_{z,aux}}{G_d + 1} + \underline{\varepsilon}_{b2} \right) \cdot U_{in+} + A_m \cdot \left(\frac{G_d}{1 + G_d} \cdot U_{in+} - \frac{G_d}{1 + G_d} \cdot U_{in-} - \frac{U_{out}}{1 + G_d} \right). \quad (86)$$

mit $\underline{\varepsilon}_{z,aux} = \frac{G_{d,aux}}{G_d} - 1$ ist $G_{d,aux} = G_d \cdot (1 + \underline{\varepsilon}_{z,aux})$

$$U_{out} \approx G_d \cdot \left(\frac{K_R}{1 + K_R} \cdot U_{in+} - U_{in-} \cdot (1 + \underline{\varepsilon}_{z,aux}) + \frac{1 + G_d}{G_d} \cdot \frac{1}{1 + K_R} \cdot \varphi_m \right)$$

$$\varphi_m = \frac{G_d}{G_d + 1} \cdot \left(1 + \frac{\underline{\varepsilon}_{z,aux}}{G_d + 1} + \underline{\varepsilon}_{b2} \right) \cdot U_{in+} + A_m \cdot \left(\frac{G_d}{1 + G_d} \cdot U_{in+} - \frac{G_d}{1 + G_d} \cdot U_{in-} - \frac{U_{out}}{1 + G_d} \right)$$

damit wird

$$U_{out} \cdot \left(1 + \frac{A_m}{1 + K_R} \right) \approx G_d \cdot \left[\left(1 + \frac{\frac{\underline{\varepsilon}_{z,aux}}{G_d + 1} + \underline{\varepsilon}_{b2} + A_m}{1 + K_R} \right) \cdot U_{in+} - \left((1 + \underline{\varepsilon}_{z,aux}) + \frac{A_m}{1 + K_R} \right) \cdot U_{in-} \right]$$

$$U_{out} \approx G_d \cdot \left[\left(1 + \frac{\frac{\underline{\varepsilon}_{z,aux}}{G_d + 1} + \underline{\varepsilon}_{b2}}{1 + K_R + A_m} \right) \cdot U_{in+} - \left(1 + \frac{\frac{\underline{\varepsilon}_{z,aux}}{1 + K_R}}{1 + K_R + A_m} \right) \cdot U_{in-} \right] \cdot$$

$$U_{out} = G_d \cdot \left[(U_{in+} - U_{in-}) + \frac{1}{1 + K_R + A_m} \cdot \left(\left(\frac{\underline{\varepsilon}_{z,aux}}{G_d + 1} + \underline{\varepsilon}_{b2} \right) \cdot U_{in+} - \frac{\underline{\varepsilon}_{z,aux}}{1 + K_R} \cdot U_{in-} \right) \right] \quad (87)$$

Mit der Differenzspannung $U_d = U_{in+} - U_{in-}$ und $U_{cm} = (U_{in+} + U_{in-})/2$ ergibt sich

$$U_d = U_{in+} - U_{in-}$$

$$U_{cm} = \frac{U_{in+} + U_{in-}}{2} \quad (88)$$

$$U_{in+} = U_{cm} + \frac{U_d}{2}$$

$$U_{in-} = U_{cm} - \frac{U_d}{2}$$

Mit (87) und einigen Umformungen wird

$$U_{\text{out}} \approx G_d \cdot \left[U_d \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{\varepsilon_{z,\text{aux}}}{G_d + 1} + \varepsilon_{b2} + \frac{\varepsilon_{z,\text{aux}}}{1 + K_R}}{A_m} \right) + \frac{\frac{\varepsilon_{z,\text{aux}}}{G_d + 1} + \varepsilon_{b2} - \frac{\varepsilon_{z,\text{aux}}}{1 + K_R}}{A_m} \cdot U_{\text{cm}} \right]. \quad (89)$$

Dies stellt allgemein die Ausgangsspannung $\underline{U}_{\text{out}}$ in Abhängigkeit der Differenzverstärkung $G_D = Z_2/Z_1$, der Differenzspannung \underline{U}_D und der Gleichtaktspannung $\underline{U}_{\text{cm}}$ unter der Bedingung dar, dass die Gleichtaktverstärkung bei geringer Frequenz ($f \rightarrow 0$) ideal abgeglichen ist. Eine geringe Fehlabstimmung der Gleichtaktverstärkung bewirkt einen konstanten Term $G_{\text{cm},0} \cdot U_{\text{cm}}$ der zu (89) addiert werden kann.

c) KENNGRÖßEN DES DIFFERENZVERSTÄRKERS

Nun werden interessante Sonderfälle für (89) betrachtet.

Gleichtaktunterdrückung:

Zuerst soll der Term der Gleichtaktunterdrückung für $\underline{U}_d = 0$ betrachtet werden, der nicht von einer Fehlabstimmung der Gleichtaktunterdrückung herrührt. Dies wird zur besseren Unterscheidung mit dem Symbol ΔG_{cm} gekennzeichnet. Die Ausgangsspannung ist

$$\begin{aligned} U_{\text{out}} &= G_d \cdot \frac{\frac{\varepsilon_{z,\text{aux}}}{G_d + 1} + \varepsilon_{b2} - \frac{\varepsilon_{z,\text{aux}}}{1 + K_R}}{A_m} \cdot U_{\text{cm}} + G_{\text{cm},0} \cdot U_{\text{cm}} = (G_{\text{cm},0} + \Delta G_{\text{cm}}) \cdot U_{\text{cm}} \\ \Delta G_{\text{cm}} &= \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{cm}}} = G_d \cdot \frac{\frac{\varepsilon_{z,\text{aux}}}{G_d + 1} + \varepsilon_{b2} - \frac{\varepsilon_{z,\text{aux}}}{1 + K_R}}{A_m} \\ CMRR &= \left(\frac{G_{\text{cm},0} + \Delta G_{\text{cm}}}{G_d} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (90)$$

Für typische Werte bei etwa 1 kHz, mit $|A_m| = 10^4$, $K_R = 1$, $\varepsilon_{z,\text{aux}} \approx 10^{-3}$, sowie $\varepsilon_{b2} \approx 10^{-4}$ ergibt sich für eine Differenzverstärkung $G_d = 0,5$ ein $|\Delta G_{\text{cm}}| \approx 2 \cdot 10^{-8}$. Die Operationsverstärker und die nichtideale Paarung der Widerstände von DA1 und DA2 tragen bei dieser Frequenz somit nur zu etwa 0,02 ppm zur Gleichtaktunterdrückung bei. Bei höheren Frequenzen (oberhalb etwa 10 kHz) wird allerdings der Fehler des Buffers ε_{b2} dominant. Hier kann zur Verbesserung ein abstimmbares oder fest optimiertes RC Glied zur Phasenkompensation beitragen und eine zu frühes Ansteigen von $|\Delta G_{\text{cm}}|$ für etwa eine zusätzliche Frequenzdekade (d.h. bis etwa 100 kHz) verhindern (siehe Bild 72).

Die Auslegung erfolgt vereinfacht über die Transitfrequenz f_T der open-loop Verstärkung des Buffers B2. Der Phasengang im unteren Frequenzbereich des nicht kompensierten

Buffers ist näherungsweise $\varphi = -f/f_T$. Die zur Kompensation führende Zeitkonstante ist $T_{\text{comp}} = R_{\text{in}} \cdot C_{\text{comp}} = 1/(2 \pi f_T)$. Für einen OPV mit $f_T = 50 \text{ MHz}$ ist $T_{\text{comp}} = 3 \text{ ns}$. Für $C_{\text{comp}} = 22 \text{ pF}$ (15 pF) ergibt sich $R_{\text{in}} = 136 \Omega$ (200Ω). Eine ausreichende Dämpfung ergibt sich für $R_{\text{damp}} = 5 \dots 10 \cdot R_{\text{in}}$ (gewählt $8 \cdot R_{\text{in}}$). Im Beispiel ergibt das bei einer Frequenz von 300 kHz ohne Kompensation einen Fehler von $\varepsilon_{b2} \approx (0 - j \cdot 6000) \text{ ppm}$. Mit Kompensation hingegen reduziert sich der Fehler auf $\varepsilon_{b2} \approx (250 + j \cdot 100) \text{ ppm}$. Diese etwa 20-fache Verbesserung von ε_{b2} zum Preis eines SMD Widerstandes und SMD Kondensators geringen Platzbedarfs sollte berücksichtigt werden.

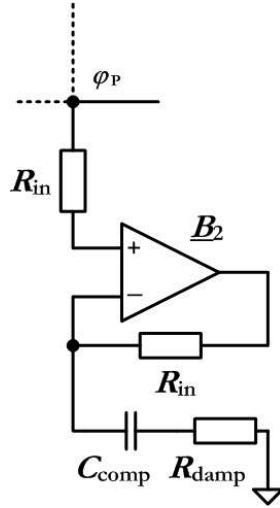


Bild 72: Phasenkompensation zur Verringerung des Phasenfehlers des Buffers B2

Gegentaktverstärkung:

Nun wird der Term in (89) der reinen Gegentaktverstärkung für $U_{\text{cm}} = 0$ betrachtet. Voraussetzung ist wieder der ideal abgegliche Fall. Die Ausgangsspannung ist

$$U_{\text{out}} = G_d \cdot \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{\varepsilon_{z,\text{aux}}}{G_d + 1} + \varepsilon_{b2} + \frac{\varepsilon_{z,\text{aux}}}{1 + K_R}}{A_m} \right) \cdot U_d \quad (91)$$

$$G_{\text{d,amp}} = \frac{U_{\text{out}}}{U_d} = G_d \cdot \left(1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{\varepsilon_{z,\text{aux}}}{G_d + 1} + \varepsilon_{b2} + \frac{\varepsilon_{z,\text{aux}}}{1 + K_R}}{A_m} \right) = G_d \cdot (1 + \varepsilon_{\text{d,amp}})$$

Für dieselben typische Werte bei etwa 1 kHz ergibt sich für eine Differenzverstärkung $G_d = 0,5$ ein Fehler von etwa $|\varepsilon_{\text{d,amp}}| \approx 7 \cdot 10^{-8}$. Die Schaltung trägt bei dieser Frequenz somit nur zu etwa $0,07 \text{ ppm}$ zum dynamischen Fehler der Differenzverstärkung bei. Bei höheren Frequenzen (oberhalb etwa 10 kHz) kann ebenfalls der zunehmend dominierende Fehler des Buffers ε_{b2} durch die bereits beschriebene Phasenkompensation eine Verbesserung bringen.

Einseitig geerdeter Betrieb:

Nun wird der Differenzverstärker im einseitig geerdeten Betrieb betrachtet. Voraussetzung ist wieder der ideal abgeglichenen Fall.

a) Für $U_{in-} = 0$ ist $U_d = U_{in+}$ und $U_{cm} = U_{in+}/2$. Die Ausgangsspannung ist

$$\begin{aligned} U_d &= U_{in+} \\ U_{cm} &= \frac{U_{in+}}{2} \end{aligned} \quad . \quad (92)$$

$$\frac{U_{out}}{U_{in+}} = G_d \cdot \left[1 + \frac{1}{A_m} \cdot \left(\frac{\underline{\epsilon}_{z,aux}}{G_d + 1} + \underline{\epsilon}_{b2} \right) \right] = G_d \cdot (1 + \underline{\epsilon}_{d,amp})$$

b) Für $U_{in+} = 0$ ist $U_d = -U_{in-}$ und $U_{cm} = U_{in-}/2$. Die Ausgangsspannung ist

$$\begin{aligned} U_d &= -U_{in-} \\ U_{cm} &= \frac{U_{in-}}{2} \end{aligned} \quad . \quad (93)$$

$$\frac{U_{out}}{U_{in-}} = -G_d \cdot \left[1 + \frac{1}{A_m} \cdot \frac{\underline{\epsilon}_{z,aux}}{1 + K_R} \right] = -G_d \cdot (1 + \underline{\epsilon}_{d,amp})$$

Für dieselben typische Werte bei etwa 1 kHz, ergibt sich für $G_d = 0,5$ ein Fehler von etwa $|\underline{\epsilon}_{d,amp}| \approx 8 \cdot 10^{-8}$. Die Schaltung trägt bei dieser Frequenz somit nur zu etwa 0,08 ppm zum dynamischen Fehler der Differenzverstärkung bei.

5.4.2 DIE EINGANGSSTUFE DES DIFFERENZVERSTÄRKERS

Die Aufgabe der Eingangsstufe besteht darin, den relativ niederohmigen Eingangswiderstand der Differenzstufe von den Eingängen zu entkoppeln. Hier kann im einfachsten Fall ein Impedanzwandler mit der Verstärkung Eins (Buffer) vorgesehen werden, wenn die gewünschte Differenzverstärkung \underline{G}_d bereits durch die Differenzstufe realisiert worden ist. Wird eine höhere Differenzverstärkung ($\underline{G}_d > 5 \dots 10$) angestrebt, so empfiehlt es sich die Verstärkung zusätzlich durch diese Eingangsstufe zu realisieren, da hier eine sehr gute Gleichtaktunterdrückung mit geringerem Aufwand erreicht werden kann. Nachfolgend wird nur der erste Fall (Buffer) betrachtet.

Die einfache Eingangsstufe besteht lediglich aus zwei Buffer. Die Anforderung an die beiden Buffer sind zum Einen ein hoher Gleichlauf, damit die mit hohem Aufwand erreichte sehr gute Gleichtaktunterdrückung im Differenzverstärker nicht durch einen schlechten Gleichlauf ad absurdum geführt wird. Wird zusätzlich ein flacher Frequenzgang

angestrebt, so sollten die Buffer ebenfalls einen flachen Frequenzgang (frequenzunabhängige Konstanz der Verstärkung „Eins“) aufweisen. In aller Regel bedingt eine hohe frequenzunabhängige Genauigkeit der Verstärkung automatisch einen guten Gleichlauf. Damit vereinfachen sich hier die Betrachtungen auf präzise Bufferverstärker. Die einfachste Anordnung eines Buffers mittlerer Präzision besteht aus zwei Operationsverstärkern in einem Gehäuse (Dual OPV) und ist im Bild 73 dargestellt.

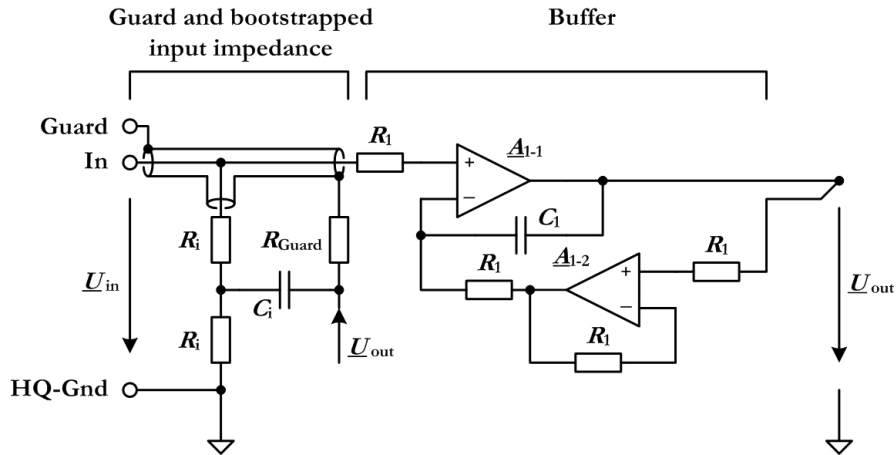


Bild 73: Aufbau des einfachen Bufferverstärker als Basiselement der Eingangsstufe mit Impedanznetzwerk

Direkt am Eingang des Buffers ist eine Anordnung, bestehend aus R_i und C_i zu sehen, welche einen endlichen Eingangswiderstand für DC, jedoch eine nahezu unendlich hohe Eingangsimpedanz für AC realisiert. Die Widerstände sind notwendig um dem Biasstrom von einigen pA (FET) oder nA (Bipolar) des OPV auch im Falle eines nicht beschalteten Eingangs nach Gnd einen Pfad zur Verfügung zu stellen. Hier haben sich Werte im Bereich von $R_i = 5,1 \text{ M}\Omega$ und $C_i = 100 \text{ nF}$ bewährt. Zur weiteren Reduktion der Eingangskapazität wird die Leiterbahn vom Eingangsanschluss „In“ zum Buffer mit dem gebufferten Eingangssignal selbst abgeschirmt. Dieser Guardanschluss kann dann auch benutzt werden, um die Zuführung des Eingangssignals abzuschirmen. Auf diese Weise wird für AC eine Eingangskapazität erreicht, die nur noch von der Eingangskapazität des OPV A_{1-1} selbst abhängt. Typische Werte aus Datenblättern sind $2 \text{ pF} \dots 10 \text{ pF}$.

Um eine positive Mitkopplung und das unter Umständen daraus resultierende Schwingen des Buffers zu verhindern, ist der Widerstand R_{Guard} mit Werten im Bereich von 500Ω vorgesehen. Die beschriebenen Schaltungsmaßnahmen zur Erhöhung der Eingangsimpedanz sind hinreichend als „Bootstrapping“ bekannt. Der Vollständigkeit halber ist die Eingangsimpedanz angegeben. Diese ist

$$\begin{aligned} Z_{\text{in}} &= \frac{U_{\text{in}}}{I_{\text{in}}} = 2 \cdot R_i \cdot \left(1 + s \cdot \frac{R_i \cdot C_i}{2} \right) \\ R_{\text{in}} &= 2 \cdot R_i \\ L_{\text{in}} &= R_i^2 \cdot C_i \end{aligned} \quad (94)$$

Für $f \rightarrow 0$ (DC) ist der Eingangswiderstand $2 \cdot R_i$ und für $f \rightarrow \infty$ (AC HF) ist die Impedanz ebenfalls unendlich hoch. Für mittlere Frequenzen ($f > f_c$, mit $f_c = 1/(\pi \cdot R_i \cdot C_i)$) hat die Eingangsimpedanz induktiven Charakter. Für die typischen Werte $R_i = 5,1 \text{ M}\Omega$ und $C_i = 100 \text{ nF}$ ergibt sich $R_{in} \approx 10 \text{ M}\Omega$ und $L_{in} \approx 2,6 \text{ MH}$ (Megahenry!). Die Grenzfrequenz ist $f_c = 0,6 \text{ Hz}$. Für technische Frequenzen um 50 Hz beträgt die Eingangsimpedanz damit bereits etwa $750 \text{ M}\Omega$ (induktiv) und gibt einen Eindruck von der Wirksamkeit der Implementierung der „Bootstrapped input impedance“.

Die Genauigkeit des aus einem Dual-OPV bestehenden Buffers kann über die Berechnung des Übertragungsverhalten $\underline{F}_{\text{Buffer}}$ abgeschätzt werden. Dabei wird davon ausgegangen, dass die Transitfrequenzen der beiden OPV näherungsweise gleich sind. Dies kann mit Abweichungen von unter $\varepsilon_{21} = 5 \%$ angesetzt werden [WON]. Das bedeutet $f_{T,2} = f_{T,1} \cdot (1 + \varepsilon_{21})$. Vereinfachend wird R_1 und C_1 vernachlässigt. Die „open-loop gain“ des OPV A1-1 sei vereinfachend $\underline{A}_1 = 1/(\varepsilon \cdot T_T)$, mit $T_T = 1/2\pi f_T$ und die des zweiten OPV A1-2 sei $\underline{A}_2 = (1 + \varepsilon_{21})/(\varepsilon \cdot T_T)$. Die zur Berechnung des Übertragungsverhaltens führenden Gleichungen sind

$$\begin{aligned}
 \underline{U}_{\text{out}} &= \underline{A}_1 \cdot \left(\underline{U}_{\text{in}} - \underline{U}_{\text{out}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\underline{A}_2}} \right) \approx \underline{A}_1 \cdot \left(\underline{U}_{\text{in}} - \underline{U}_{\text{out}} \cdot \left(1 - \frac{1}{\underline{A}_2} \right) \right) \\
 \underline{U}_{\text{out}} \left(1 + \underline{A}_1 \cdot \left(1 - \frac{1}{\underline{A}_2} \right) \right) &= \underline{A}_1 \cdot \underline{U}_{\text{in}} \\
 \underline{F}_{\text{Buffer}} = \frac{\underline{U}_{\text{out}}}{\underline{U}_{\text{in}}} &= \frac{\underline{A}_1}{1 + \underline{A}_1 \cdot \left(1 - \frac{1}{\underline{A}_2} \right)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\underline{A}_1} - \frac{1}{\underline{A}_2}} \approx 1 + \frac{1}{\underline{A}_2} - \frac{1}{\underline{A}_1} = 1 + \frac{\varepsilon_{21}}{\underline{A}_1} \\
 |\underline{\varepsilon}_{\text{Buffer}}| &= \left| \frac{\varepsilon_{21}}{\underline{A}_1} \right| = \varepsilon_{21} \cdot \frac{f}{f_T}
 \end{aligned} \tag{95}$$

Der Fehler eines einfachen Buffers (Schaltung mit einem OPV) liegt zum Vergleich bei $1/\underline{A}$. Die Verbesserung des Fehlers dieses aus einem Dual-OPV bestehenden Buffers beträgt daher etwa $1/\varepsilon_{21}$. ($\varepsilon_{21} = 5 \%$ \rightarrow Verbesserung = 20). Für einen OPV mit einer Transitfrequenz von 16 MHz (OPA 2209) ist der Fehler bei 16 kHz etwa $50 \mu\text{V/V}$. Eine weitere, nicht direkt offensichtliche Verbesserung erschließt sich aus der Korrelation beider Offsetspannungen der beiden OPV über die Chiptemperatur. Eine durch Temperaturschwankungen verursachte Offsetspannungsdrift wird daher in erster Näherung unterdrückt. Diese Eigenschaft ist damit für Messsysteme interessant, die auch unter Gleichstrombedingungen ohne zusätzliche Verschlechterung der Messunsicherheit durch den Instrumentenverstärker arbeiten sollen.

5.4.3 MESSERGEBNISSE FÜR DEN INSTRUMENTENVERSTÄRKER

Für die Bewertung der Eigenschaften der Instrumentenverstärker im zweikanaligen RIS Modul (vgl. Bild 32) sollen einige Ergebnisse der Untersuchungen bezüglich ihrer Gleichtaktunterdrückung, der Frequenzgänge, sowie die Sprungantworten vorgestellt werden. Hierzu wurden beide Instrumentenverstärker mit der nominalen Verstärkung $G_d = 0,5$ auf der Leiterplatte des RIS Modul in Betrieb genommen, die Eingangsschalter zum Vertauschen der Pfade jedoch außer Betrieb gesetzt (überbrückt) um zusätzlichen Einflüsse auszuschließen. Anschließend wurde die Gleichtaktverstärkung der Verstärker bei geringer Frequenz (53 Hz) auf besser 10^{-7} eingestellt (entsprechend CMRR = -140 dB).

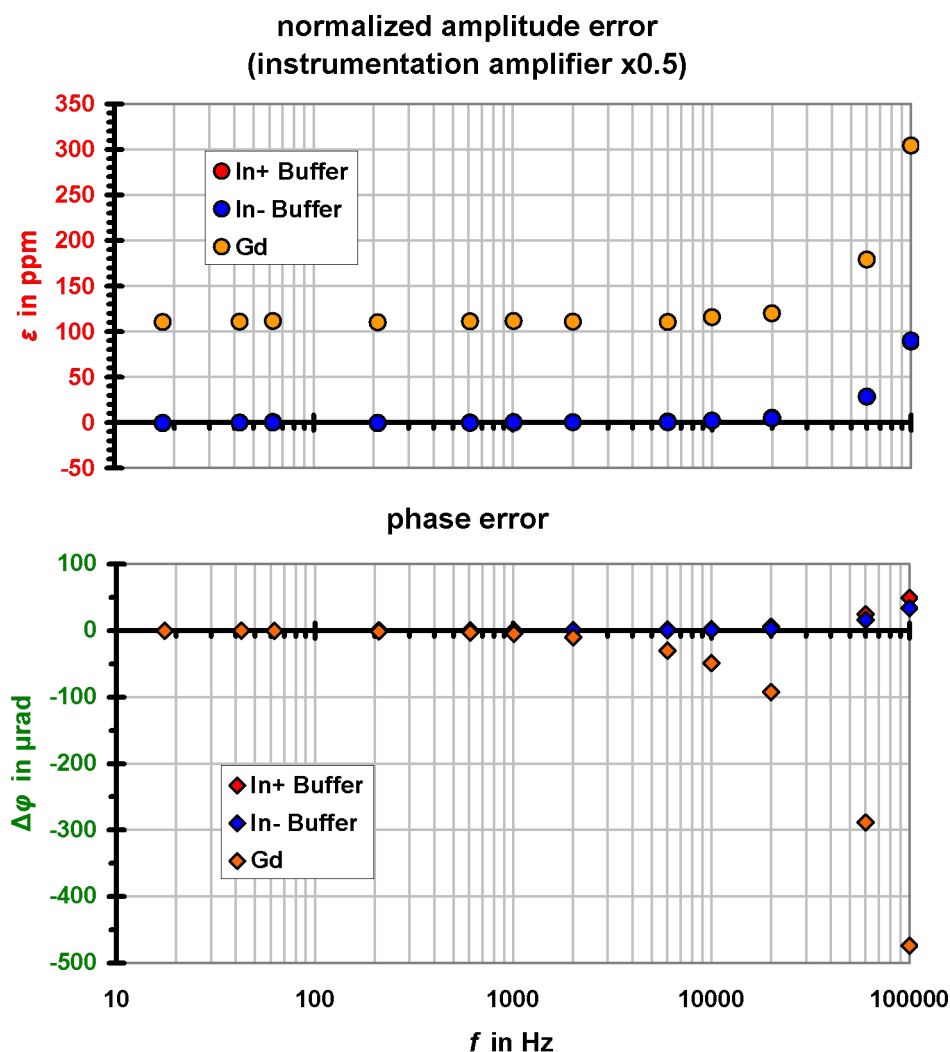


Bild 74: Messabweichung der Verstärkung eines Instrumentenverstärker im 2-Ch RIS. Amplitudenfehler (oberes Bild) und Phasenfehler (unteres Bild) der Eingangsstufe allein (Buffer In+, In-) sowie des gesamten Verstärkers (Gd).

Die frequenzabhängige Messabweichungen der Eingangsstufe (Buffer In+ und In-), sowie der Differenzverstärkung sind nach Betrag und Phase im Bild 74 dargestellt. Für den im

Rahmen dieser Arbeit betrachteten Frequenzbereich bis 20 kHz sind die Verstärker praktisch „flach“ (unter 10^{-5} bis 20 kHz) im Amplitudengang. Der Phasenfehlwinkel kann durch eine Zeitkonstante von etwa - 0,8 ns beschrieben werden. Die Eigenschaft praktisch frequenzunabhängig zu sein, ist für das breitbandige ratiometrische Messverfahren nicht unbedingt wichtig, da sich durch die Vertauschung ohnehin die Unterschiede in den Pfaden kompensieren. Jedoch wird dieser Verstärker auch im 8-Kanal Controller für den Wirkungsgrad-Kalibrator (vgl. Kapitel 2.3.1) benötigt. Hier kommt es auf Amplituden- und Phasengenauigkeit an. Die dann notwendige Korrektur des normalisierten Frequenzgangs des Instrumentenverstärkers kann durch einen quadratischen Term gemäß $\Delta\epsilon_D(f) = a_2 f^2$, mit $a_2 = 19 \cdot 10^{-9}/\text{Hz}^2$ (Ergebnis in $\mu\text{V}/\text{V}$) berücksichtigt werden.

Im Bild 75 ist die frequenzabhängige Gleichtaktunterdrückung dargestellt. Im Frequenzbereich bis etwa 3 kHz ist diese etwa 120 dB (entsprechend $1 \mu\text{V}/\text{V}$). Bei geringen Frequenzen unterhalb 500 Hz sind, zumindest kurzzeitig für den Moment des Einstellens 140 dB erreichbar. Bei dem hier vorgestellten Instrumentenverstärker wurde eine Stabilität des Gleichtaktes von besser $2 \mu\text{V}/\text{V}$ in einem halben Jahr festgestellt.

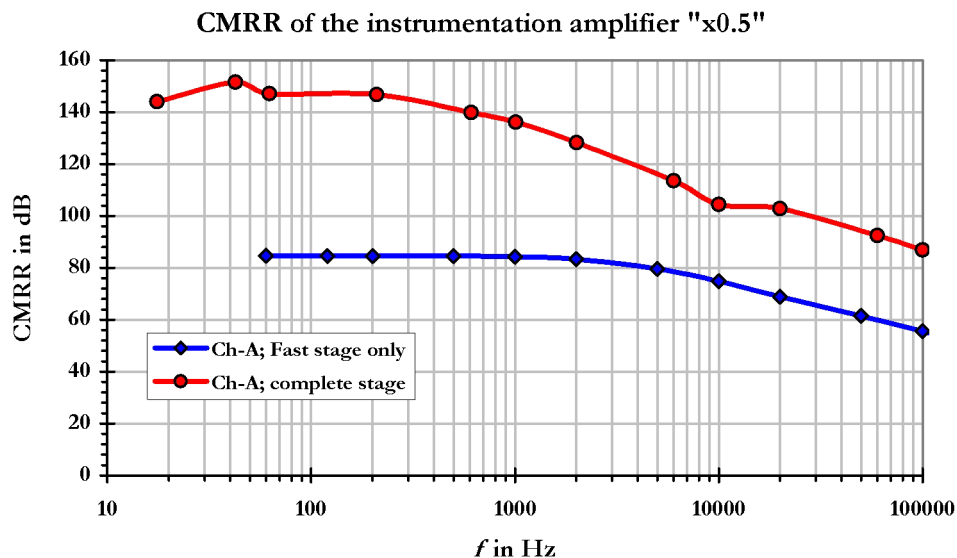


Bild 75: Gleichtaktunterdrückung der Instrumentenverstärker im 2-Ch RIS (vgl. Bild 71). Blaue Kurve: CMRR des schnellen Differenzverstärkers allein. Rote Kurve: Erreichte CMRR des gesamten Differenzverstärkers.

Die Sprungantworten, sowohl für die Differenzverstärkung und die Gleichtaktverstärkung sind in Bild 76 und Bild 77 für die beiden Instrumentenverstärker (Pfad A und Pfad B) des RIS Moduls dargestellt. Hier kam es darauf an, zu zeigen, dass die dynamischen Eigenschaften praktisch gleich sind. Da die maximale Anstiegszeit der Eingangsstufe (Buffer In+, In-) durch die Verwendung des bipolaren OPA (OPA 2209) auf etwa $6 \text{ V}/\mu\text{s}$ begrenzt ist, wurde der Eingangssprung in der Anstiegszeit auf etwa 80 ns begrenzt. Das Überschwingen liegt zwar bei etwa 50 %, dennoch ist das Einschwingen ausreichend

bedämpft. Die visuelle Einstellzeit (ca. 1 %) sowohl für die Sprungantwort als auch das Ausregeln einer Gleichtaktspannung liegt bei etwa 500 ns.

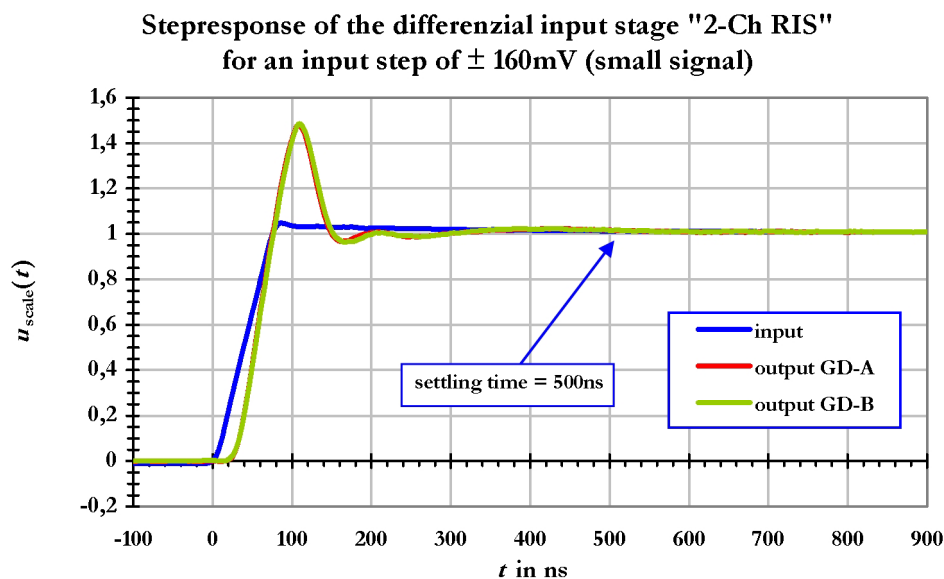


Bild 76: Sprungantwort (Kleinsignal) der Differenzverstärkung der beiden Instrumentenverstärker im 2-Ch RIS (vgl. Bild 32).

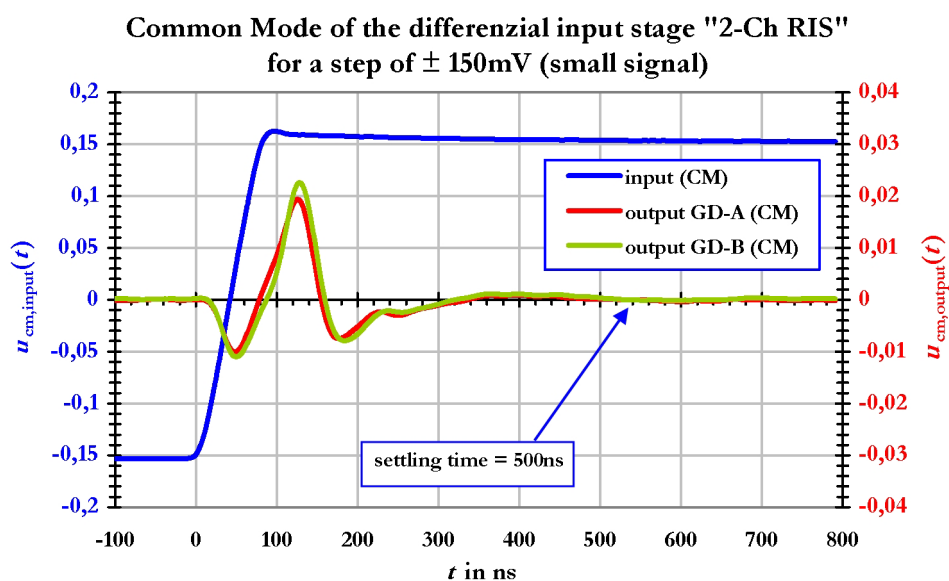


Bild 77: Sprungantwort (Kleinsignal) der Gleichtaktverstärkung der beiden Instrumentenverstärker im 2-Ch RIS (vgl. Bild 32).

Die Linearität der Instrumentenverstärker bei unterschiedlichen Eingangsspannungen im Bereich von etwa 60 mV bis etwa 6 V (Dynamik etwa 100 : 1) wurde ebenfalls bestimmt. Hier gab es keine Auffälligkeiten. Für Messunsicherheitsbetrachtungen kann hier von einer Linearität besser 1 $\mu\text{V/V}$ ausgegangen werden.

5.4.4 MESSERGEBNISSE DES VRS

Nachfolgend sind einige Messergebnisse zur Validierung der MU des breitbandigen ratiometrischen Messsystems dargestellt. Im Bild 78 ist das Ergebnis der Bestimmung der Stabilität über einen Zeitraum von knapp drei Tagen für eine Messung bei Netzfrequenz dargestellt. Hierbei wurde die Ausgangsspannung eines an das Netz angeschlossenen Transformators auf eine Spannung von etwa 4 V gebracht, und auf beide Eingänge des VRS gegeben. Das Verhältnis sollte idealerweise einen Wert von Eins aufweisen.

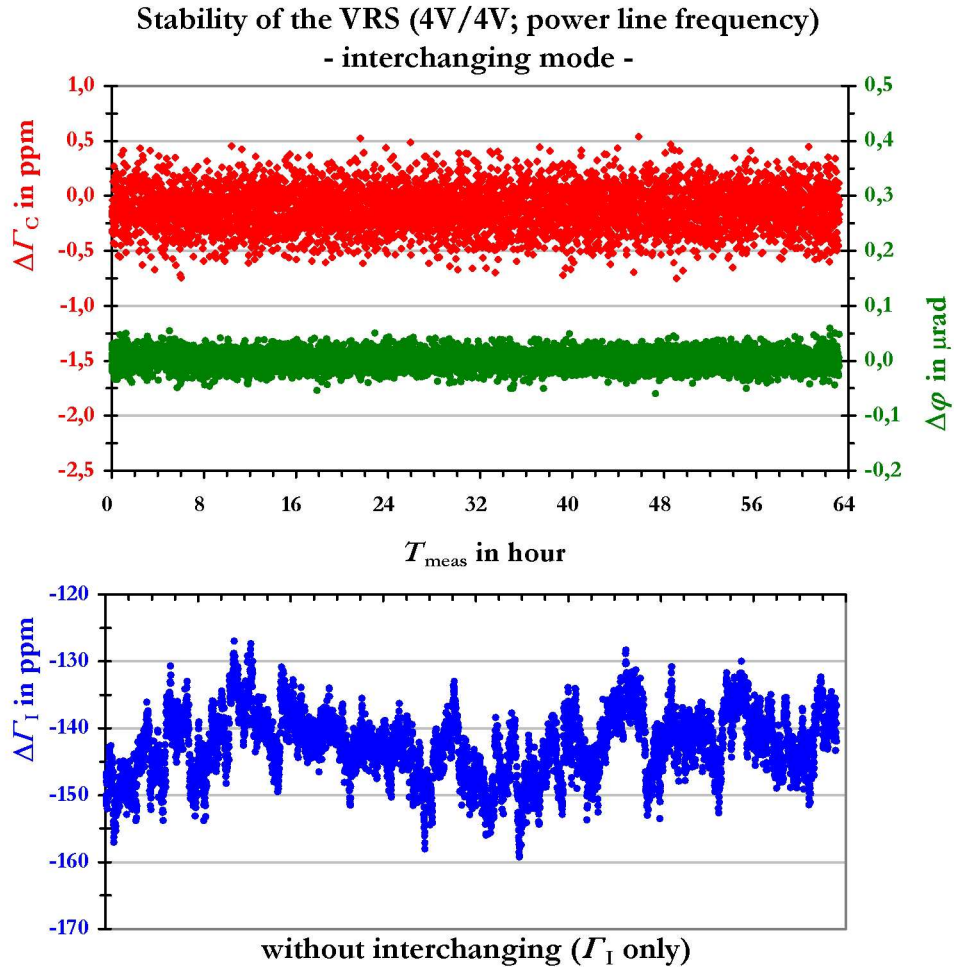


Bild 78: Stabilität für ein 4 V/4 V Verhältnis bei der Frequenz von 50 Hz (Netz). Oberes Bild: Messabweichung nach Betrag (rot) und Phase (grün) bei aktivierter Vertauschung. Unteres Bild: Messabweichung nach Betrag (blau) entsprechend einer nicht aktivierten Vertauschung der Pfade im 2-Kanal RIS. Die Parameter sind $f_S = 50 \text{ kHz}$; $f_{\text{res}} = 2,5 \text{ Hz}$ ($T_m = 0,4 \text{ s}$); $n = 25$.

Die Phase sollte Null sein. Dargestellt sind die Abweichungen von diesen Idealwerten. Das Bild zeigt drei verschiedene Eigenschaften des Systems gleichzeitig. Zum einen zeigt es deutlich den Vorteil hinsichtlich erreichbarer Genauigkeit durch die vorgeschlagene Vertauschung der Pfade. Die Messabweichung wird von $-145 \pm 20 \mu\text{V/V}$ (unteres Bild)

auf etwa $-0,1 \pm 0,6 \mu\text{V/V}$ verringert. Die Phase hat eine Messabweichung von $0,00 \pm 0,05 \mu\text{rad}$ (entsprechend $\pm 0,2 \text{ ns}$). Die erreichte Verbesserung der Phase durch die Vertauschung ist hier nicht dargestellt. Weiterhin zeigt sich, dass keine Drift in den Daten erkennbar ist. Die Stabilität des Messsystems innerhalb der angegebenen Grenzen ist somit gegeben. Der dritte Umstand ist weniger offensichtlich. Die Messung wurde ohne Synchronisation auf das Messsignal gemacht. Die Netzfrequenz schwankt jedoch typisch im Bereich von unter $\pm 0,2 \text{ Hz}$. Trotz dieser Schwankungen, welche bei einem alternierend arbeitenden Messsystem (vgl. 3.1) zu mehr oder weniger starken Messabweichungen führen würde, sind hier praktisch keine Auffälligkeiten zu sehen. Die Erklärung für dieses gutmütige Verhalten ist in der simultanen Abtastung und Verhältnisbildung zu suchen. Hier besteht eine Korrelation in den Abtastwerten beider Kanäle über die gemeinsame Nutzung derselben Signalquelle (Korrelationskoeffizient ist Eins). Insofern kompensieren sich im berechneten komplexen Verhältnis die durch spektrales Leakage hervorgerufenen Messabweichungen, insbesondere die Fehlwinkel der mittels DFT berechneten Spannungen.

Die bestenfalls erreichbare Messunsicherheit bei verschiedenen Frequenzen bis zu 100 kHz können dem Bild 79 entnommen werden. Hier ist die Messabweichung für das Verhältnis $6 \text{ V}/6 \text{ V}$ dargestellt. Für den Audiobereich ($16 \text{ Hz} \dots 20 \text{ kHz}$) kann hier angenommen werden, dass die Unsicherheit des Betrages unterhalb $\pm 1 \mu\text{V/V}$, und die der Phase unterhalb $\pm 2 \mu\text{rad}$ (entsprechend $\pm 0,02 \text{ ns}$) liegt. Der Ausreißer bei 50 Hz in der Phase (etwa $-0,5 \mu\text{rad}$) ist auf eine geringe Netzstörung zurückzuführen. Hier zeigt sich gleichzeitig, dass die ergriffenen Maßnahmen (Differenzverstärker, Trenntrafo, Optokoppler im RIS) zur Beseitigung von Erdschleifen erfolgreich sind.

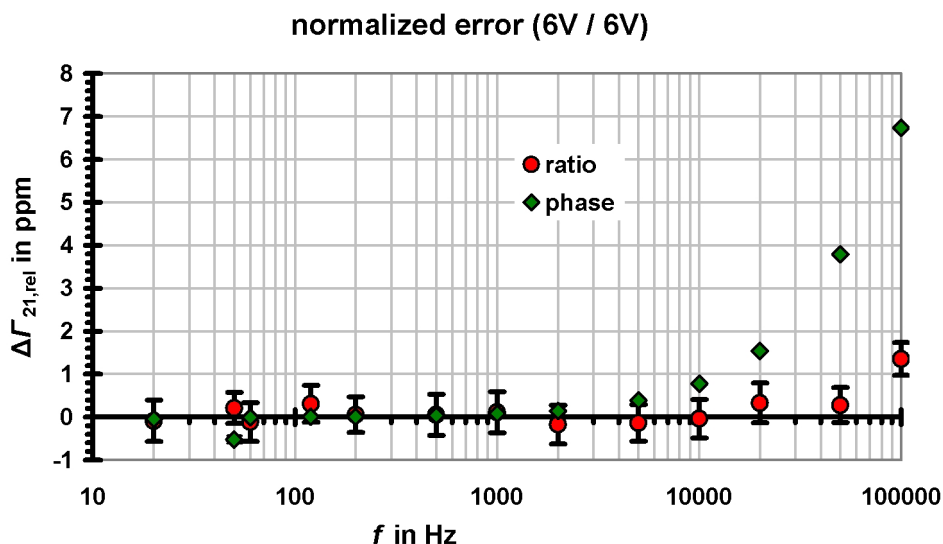


Bild 79: Messabweichung des Frequenzganges des Verhältnisses $6 \text{ V}/6 \text{ V}$ nach Betrag (rot) und Phase (grün) von 20 Hz bis 100 kHz . Die Parameter sind $f_s = 500 \text{ kHz}$; $f_{\text{res}} = 2,5 \text{ Hz}$ ($T_m = 0,4 \text{ s}$); $n = 25$.

Im Bild 80 ist das Ergebnis der Messung des Verhältnisses $0 \text{ V}/6 \text{ V}$ dargestellt. Hierbei wurde der Kanal U_2 kurzgeschlossen und geerdet (rot), bzw. auf das Potenzial von U_1

gelegt (grün). Im ersten Fall ergibt sich ein frequenzunabhängiges Verhältnis von praktisch Null und deutet an, dass innerhalb des Messsystems keinerlei Übersprechen zwischen den Kanälen vorhanden ist. Der zweite Fall zeigt im Wesentlichen die erreichbare Messunsicherheit des Messsystems auch unter Gleichtaktbedingungen. Eine Messanordnung für Spannungs- oder Stromsensoren sollte zwar so ausgelegt werden, dass möglichst kein Gleichtakt entsteht, jedoch kann hier auch für solche Fälle eine linear ansteigende Messunsicherheit von höchstens $\pm 20 \mu\text{V/V}$ bei 20 kHz angenommen werden.

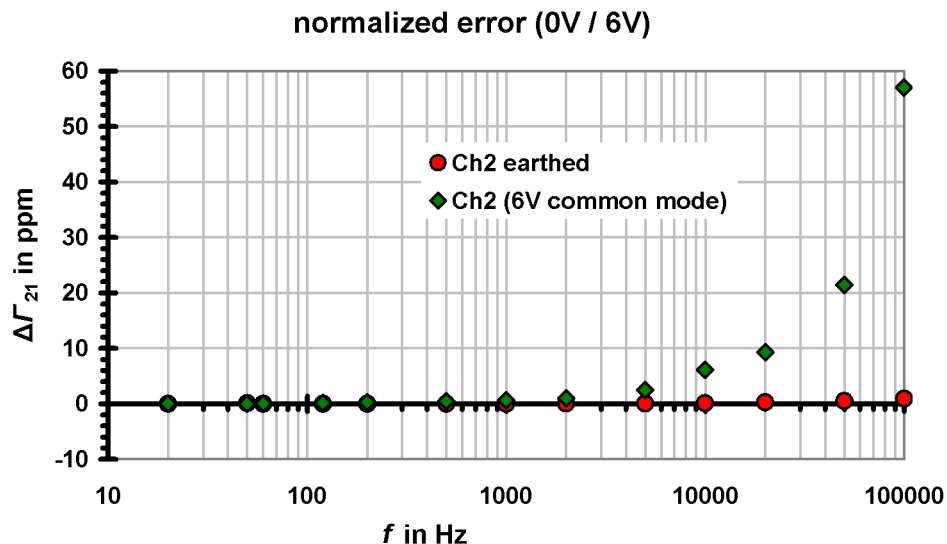


Bild 80: Frequenzgang des Verhältnisses 0 V/6 V für den Fall „Kanal 2 geerdet“ (rot), sowie „Kanal 2 mit Gleichtakt“ (grün) von 20 Hz bis 100 kHz.

Es wurden noch wesentlich mehr Messungen durchgeführt. Beispielsweise wurde mit einem kalibrierten einstellbaren induktiven Teiler (IVD) die Linearität für verschiedene Verhältnisse von 0 bis 1 an einigen bekannten Fixpunkten nach Betrag und Phase überprüft. Die Messergebnisse stimmten hier absolut auf besser $\pm 1 \mu\text{V/V}$ im Realteil und besser $\pm 0,3 \mu\text{V/V}$ im Imaginärteil der bekannten Teilerkorrekturen überein (Definition siehe 5.4.5). Diese absoluten Fehler müssen für die Messunsicherheitsberechnung noch in deren relativen Fehlern nach Betrag und Phase überführt werden.

Ebenfalls wurde die Eingangskapazität des Messsystems inklusive der konfektionierten, etwa 1 m langen doppelt geschirmten Messleitung bestimmt. Die Kapazität eines beliebigen Eingangs (In+, In-) nach Erde beträgt etwa 130 pF. Die differenzielle Kapazität zwischen den Eingängen lag im Bereich unter 5 pF. Die Angabe gilt oberhalb des Frequenzbereiches von 20 Hz bis 100 kHz. Der bei DC vorhandene Eingangswiderstand beträgt etwa 10 M Ω , ist jedoch für die Nutzung unter AC Bedingungen nicht relevant.

Die Genauigkeit des Phasenwinkels über den vollen Winkelbereich von $\pm 180^\circ$ wurde ebenfalls überprüft. Hier stellte sich ein Phänomen heraus, dass bei geringen Frequenzen unterhalb 1 kHz, systematische Messabweichungen im Bereich von unter $\pm 5 \mu\text{rad}$ bei Winkeln von $\pm 45^\circ$ oder $\pm 135^\circ$ auftreten. Diese sind jedoch nicht bei Winkeln von 0° ,

$\pm 90^\circ$ oder $\pm 180^\circ$ sichtbar. Dieses Verhalten ist wiederholbar und auch unabhängig vom RIS Modul. Es kann bereits mit dem Digitizer allein nachgewiesen werden und deutet auf ein frequenzabhängiges internes Problem. Zudem wurde es auch mit anderen Digitizern desselben Typs nachgewiesen. Da das ratiometrische Messsystem jedoch üblicherweise zur Kalibrierung von Sensoren eingesetzt wird, deren Fehlwinkel gering sind, tritt diese zusätzliche Messunsicherheit nicht auf. Jedoch bei der Wirkungsgradbestimmung bei der Emulation von Wechselleistungen sind diese Effekte zu berücksichtigen, da hier eine von diesem 2-Kanal Messsystem abgeleitete, weiterentwickelte Variante zum Einsatz kommt.

Abschließen ist im Bild 81 ein Photo des Messsystems gezeigt. Das untere Gerät ist das selbst entwickelte RIS Modul. Das obere Gerät stellt das NI PXI Chassis mit dem bereits beschriebenen 2-Kanal Digitizer dar.

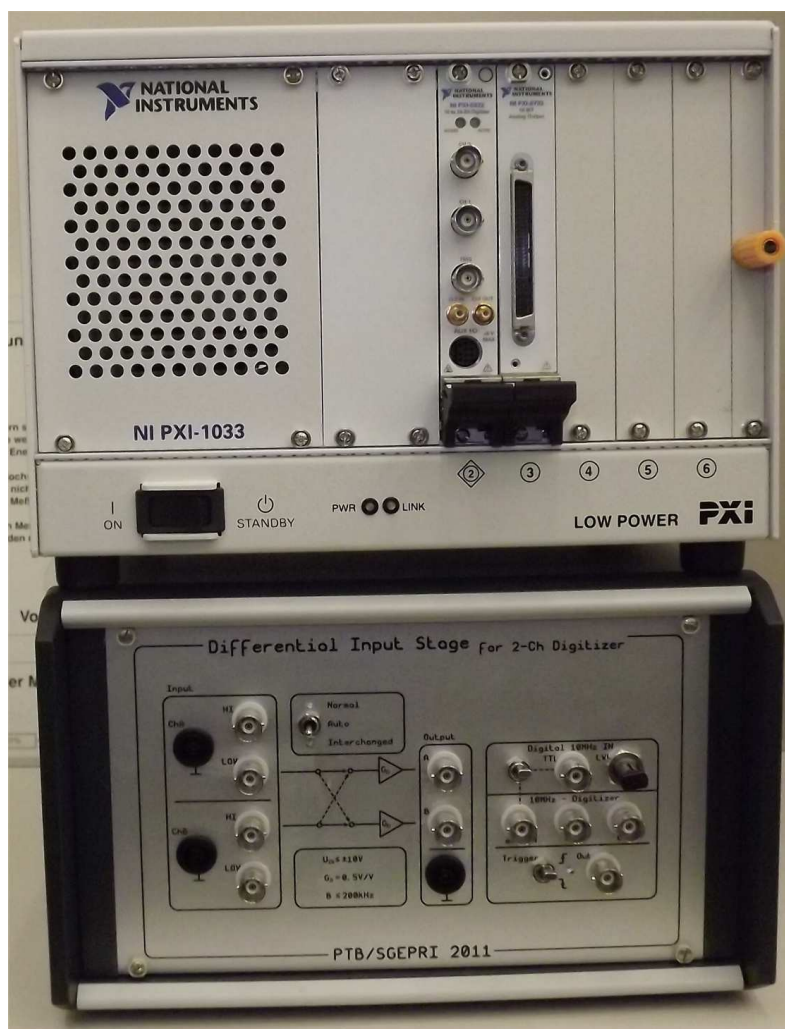


Bild 81: Photo des aufgebauten ratiometrischen Messsystem „VRS“, bestehend aus dem RIS Modul und dem Digitizer NI PXI-5922.

5.4.5 DEFINITION DER VERWENDETEN ÜBERTRAGUNGSFAKTOREN

Die nachfolgend aufgezählten Übertragungsfaktoren sind in Anlehnung an die Systemtheorie und Regelungstechnik wechsellspannungsmäßig als das Verhältnis der „Ausgangsgröße“ durch seine „Eingangsgröße“ definiert. Geringe ausgangsbezogene Offsetspannungen von aktiven Sensoren müssen ggf. separat berücksichtigt werden.

a) STROMWANDLER

Der Übertragungsfaktor ergibt sich aus dem Verhältnis Sekundärstrom zu Primärstrom

$$\frac{I_s}{I_p} = \underline{F}_i = \frac{1 + \varepsilon_i}{K_i} \cdot e^{j\delta_i} \quad (96)$$

K_i ist der Nominalwert des Übersetzungsverhältnisses I_{pr}/I_{sr} der Bemessungsstromstärken. Die Wandlerrmessabweichung wird durch ε_i und der Fehlwinkel durch δ_i ausgedrückt. Die Messabweichungen sind im Allgemeinen aussteuerungs- und frequenzabhängig.

b) MESSWIDERSTAND

Der Übertragungsfaktor ergibt sich aus dem Verhältnis Ausgangsspannung zu Eingangsstrom.

$$\begin{aligned} \frac{U}{I_m} &= \underline{F}_Z = Z \cdot e^{j\delta_Z} \\ \text{mit} \\ Z &= R_{nom} \cdot (1 + \varepsilon_Z) \cdot \left(\sqrt{1 + (\omega \cdot T_Z)^2} \right)^{\text{sgn}\{T_Z\}} \cdot \\ \delta_Z &= \tan^{-1}(\omega \cdot T_Z) \end{aligned} \quad (97)$$

R_{nom} ist der Nominalwert des Messwiderstandes. Die Messabweichung wird durch ε_Z und der Fehlwinkel mithilfe einer Zeitkonstante T_Z ausgedrückt. Der Wurzel Ausdruck beschreibt den frequenzabhängigen Betragsverlauf der Impedanz. Er ist für breitbandige Messwiderstände mit Zeitkonstanten im ns-Bereich zu vernachlässigen. Eine einen Fehlwinkel hervorrufende kapazitive Belastung wird separat korrigiert - siehe d).

c) STROM-ZU-SPANNUNGSWANDLER

Ein Strom-zu-Spannungswandler (IU Wandler) hat den Charakter eines Messwiderstandes. Er wird im Rahmen dieser Arbeit als ein Stromwandler mit zugeordnetem Messwiderstand aufgefasst.

$$\frac{U_{\text{Out}}}{I_{\text{In}}} = \underline{F}_{\text{iu}} = \frac{R_{\text{nom}}}{K_i} \cdot (1 + \varepsilon_{\text{iu}}) \cdot e^{j\delta_{\text{iu}}} . \quad (98)$$

Dabei ist R_{nom} der Nominalwert des Messwiderstandes und K_i der Nominalwert des Übersetzungsverhältnisses des Stromwandlers. Die Messabweichung wird durch ε_{iu} , sowie der Fehlwinkel durch δ_{iu} ausgedrückt. Eine einen Fehlwinkel hervorrufende kapazitive Belastung wird separat korrigiert - siehe d).

d) KAPAZITIVER BELASTUNGSEFFEKT BEI STROMWANDLERN

Eine kapazitive Belastung eines Messwiderstandes, bzw. IU Wandler kann durch ein RC-Glied (Tiefpass erster Ordnung) modelliert werden. Der Widerstand entspricht dabei dem effektiven Innenwiderstand R_{Out} des IU Wandler, die Lastkapazität C_{Load} entspricht der Belastung durch die Eingänge, bzw. Messleitungen des ratiometrischen Messsystems

$$\frac{U_{\text{Out}}}{I_{\text{In}}} = \underline{F}_{\text{Load}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \cdot T_{\text{Load}})^2}} \cdot e^{-j \tan^{-1}(\omega T_{\text{Load}})} . \quad (99)$$

mit

$$T_{\text{Load}} = R_{\text{Out}} \cdot C_{\text{Load}}$$

Der Wurzelausdruck beschreibt den frequenzabhängigen Betragsverlauf, ist jedoch für übliche kapazitive Belastungen mit Zeitkonstanten im ns-Bereich zu vernachlässigen.

e) ROGOWSKISPULE

Eine Rogowskispule ist im weiteren Sinn ebenfalls ein IU Wandler, jedoch wird hier die Ausgangsspannung über einen eingepprägten Strom in eine Gegeninduktivität hervorgerufen. Der Übertragungsfaktor ist (ohne Integrator, bzw. mit Integrator)

$$\frac{U_{\text{Out}}}{I_{\text{In}}} = \underline{F}_{\text{RC}} = \omega \cdot M \cdot e^{+j\left(\frac{\pi}{2} + \delta_M\right)} . \quad (100)$$

bzw. mit integrierten Integrator .

$$\frac{U_{\text{Out}}}{I_{\text{In}}} = \underline{F}_{\text{RC}} = \frac{M}{T_i} \cdot e^{j\delta_M}$$

f) MESSVERSTÄRKER

Ein Messverstärker wird durch seine nominale Verstärkung G_{nom} , sowie seinen Betragsfehler ε_G und den Fehlwinkel δ_G definiert. Der Verstärkungsfaktor ist

$$\frac{\underline{U}_{\text{Out}}}{\underline{U}_{\text{In}}} = \underline{G} = G_{\text{nom}} \cdot (1 + \varepsilon_G) \cdot e^{j\delta_G}. \quad (101)$$

g) SPANNUNGSWANDLER

Der Übertragungsfaktor eines Spannungswandlers ist das Verhältnis der Sekundärspannung zur Primärspannung gemäß

$$\frac{\underline{U}_s}{\underline{U}_p} = \underline{F}_u = \frac{1 + \varepsilon_u}{K_u} \cdot e^{j\delta_u}. \quad (102)$$

Dabei ist K_u der Nominalwert des Übersetzungsverhältnisses $U_{p,r}/U_{s,r}$ der Bemessungsspannungen, die Wandlerrmessabweichung wird durch ε_u , und der Fehlwinkel durch δ_u ausgedrückt. Die Messabweichungen sind im Allgemeinen aussteuerungs- und frequenzabhängig. Ein sekundärseitiger Innenwiderstand (für kapazitive Belastungskorrektur) besteht im Allgemeinen aus einer RL Reihenschaltung.

h) INDUKTIVTEILER

Der Übertragungsfaktor eines Induktivteilers ist ebenfalls durch das Verhältnis der Sekundärspannung zur Primärspannung gegeben.

$$\begin{aligned} \frac{\underline{U}_s}{\underline{U}_p} = \underline{F}_{\text{IVD}} &= D_n + \alpha + j \cdot \beta \cong D_n \left(1 + \frac{\alpha}{D_n} + j \cdot \frac{\beta}{D_n} \right) \\ \Rightarrow K_u &= \frac{1}{D_n}, \varepsilon_u = \frac{\alpha}{D_n}, \delta_u = \frac{\beta}{D_n} \end{aligned} \quad (103)$$

Die Umrechnung in die Ersatzgrößen eines Spannungswandlers ist gleich mit angegeben.

i) KAPAZITIVER BELASTUNGSEFFEKT BEI SPANNUNGSWANDLERN

Eine kapazitive Belastung eines Spannungswandlers, bzw. Induktivteilers kann durch ein LCR-Glied (Tiefpass zweiter Ordnung) modelliert werden.

$$\frac{\underline{U}_{\text{Out}}}{\underline{U}_{\text{In}}} = \underline{F}_{\text{Load}} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 L_{\text{Out}} C_{\text{Load}})^2 + (\omega R_{\text{Out}} C_{\text{Load}})^2}} \cdot e^{-j \cdot \tan^{-1} \left(\frac{\omega R_{\text{Out}} C_{\text{Load}}}{1 - \omega^2 L_{\text{Out}} C_{\text{Load}}} \right)}. \quad (104)$$

5.5 BERECHNUNG ZUR MESSUNSICHERHEIT

5.5.1 ALLGEMEINE BEMERKUNGEN

In diesem Teil des Anhangs geht es um die Grundlagen zur Ermittlung einer Messunsicherheit. Die Grundlage für die Messunsicherheitsanalyse sind die im Rahmen der Statistik gewonnenen Erkenntnisse über die Fehlerfortpflanzung. Entgegen einer einfachen Worst Case Abschätzung, wonach meist die etwas konservative Fortpflanzung des Maximalfehlers berechnet wird, bildet die Grundlage für die Berechnung der MU die Gauß'sche Fehlerfortpflanzung. Die grundsätzliche Vorgehensweise besteht darin, das physikalische Modell eines Systems zu identifizieren und in ein mathematisch verwertbares Rechenmodell in Form einer analytischen Gleichung umzuwandeln. Ganz allgemein ist diese entstandene Modellgleichung y eine Funktion mehrerer Veränderlicher x_1, x_2, x_3, \dots mit

$$y = f(x_1, x_2, x_3, \dots). \quad (105)$$

Die Unsicherheit $u(x_i)$ einer Variable x_i wirkt sich natürlich auch auf das Ergebnis y aus. Dieses weicht um die Differenz $\partial y(u(x_i))$ ab. Diese Abweichung, oder besser Unbestimmtheit $\partial y(u(x_i))$ ist

$$\partial y(u(x_i)) = \frac{\partial f(x_1, x_2, x_3, \dots)}{\partial x_i} \cdot u(x_i), \quad (106)$$

und leitet sich aus der Linearisierung um einen Arbeitspunkt mittels einer Taylorreihe ab, wobei dann nach dem ersten Glied abgebrochen wird. Der Sensitivitätskoeffizient c_i entspricht dem Differenzialquotienten $\partial f / \partial x_i$. Er dient lediglich der besseren Lesbarkeit. Die gesamte Unsicherheit $u(y)$ ist dann die geometrische Addition aller einzelnen Unsicherheiten $\partial y(u(x_i))$

$$u_B(y) = \sqrt{\sum (\partial y(u(x_i)))^2} = \sqrt{(c_1 \cdot u(x_1))^2 + (c_2 \cdot u(x_2))^2 + (c_3 \cdot u(x_3))^2 + \dots}. \quad (107)$$

Diese Messunsicherheit stellt die so genannte Typ B Unsicherheit dar. Im späteren Einsatz wird noch der Typ A - Beitrag zur Unsicherheit quadratisch hinzugerechnet. Die Typ A Unsicherheit beschreibt im Wesentlichen die statistische Streuung des sich im Laufe der Messung ergebenden Mittelwertes y_{ave} der zu bestimmenden Messgröße y . Die Schätzgröße für die Typ A Messunsicherheit ergibt sich mithilfe der Standardabweichung $s(y)$, der Anzahl N der Messwerte und dem Student t Faktor $t(DOF, P)$ zu

$$u_A(y_{\text{ave}}) = t(DOF, P) \cdot \frac{s(y)}{\sqrt{N}} = \frac{t(DOF, P)}{\sqrt{N}} \cdot \sqrt{\frac{1}{N-1} \cdot \sum_{i=1}^N (y_i - y_{\text{ave}})^2}. \quad (108)$$

Der Student t Faktor ist für die verschiedenen Vertrauensintervalle P und der Anzahl der Freiheitsgrade $DOF = N - 1$ tabelliert [BRON].

5.5.2 UNSICHERHEITSBUDGET FÜR DEN WIRKUNGSGRAD-KALIBRATOR

Die Messunsicherheit für den Wirkungsgrad als das Verhältnis von emulierter Wechselleistung zur Gleichstromleistung wird nachfolgend ermittelt. Zuerst erfolgt die Angabe der Messunsicherheit einer mithilfe des Dual 8-K Messsystems ermittelten Wechsel- oder Gleichspannung mit aktivierter in situ Korrektur als Randbedingung. Diese ist nach Bild 60 etwa $\pm 100 \mu\text{V}$ an den Rändern, entsprechend einem Verstärkungsfehler von $\varepsilon_{\text{DC},8\text{K}} = 0 \pm 10 \mu\text{V}/\text{V}$ (vorläufig gewählt $0 \pm 12 \mu\text{V}/\text{V}$). Der residuelle Offset ist $\Delta U_{\text{Off},8\text{K}} = 0 \pm 30 \mu\text{V}$. Bei AC kommt frequenzabhängig noch eine Unsicherheit aufgrund der Korrektur des empirisch modellierten Digitalfilters mit $\Delta\varepsilon_{\text{DF},8\text{K}} = \pm (10 + 200 f/f_s)$ $\mu\text{V}/\text{V}$ hinzu. Da jedoch hier nur Betrachtungen für eine Grundschnwingung im Bereich 50/60 Hz und mit verzerrten Oberwellen durchgeführt werden, so kann nach Bild 63 von einer zusätzlichen MU von $\Delta\varepsilon_{\text{wfm},8\text{K}} = 0 \pm 5 \mu\text{V}/\text{V}$ zwischen sinusförmiger und nicht sinusförmiger Betriebsweise ausgegangen werden. Damit ist für eine Gleichspannung und eine Wechselspannung die Modellgleichung

$$U_{\text{DC},8\text{K}} = U_{\text{DC}} \cdot \left(1 + \varepsilon_{\text{DC},8\text{K}} + \frac{\Delta U_{\text{Off},8\text{K}}}{U_{\text{DC}}} \right) \quad (109)$$

$$U_{\text{AC},8\text{K}} = U_{\text{AC}} \cdot \left(1 + \varepsilon_{\text{DC},8\text{K}} + \varepsilon_{\text{DF}}(f/f_s) + \Delta\varepsilon_{\text{wfm},8\text{K}} \right)$$

Hier ist jedoch wichtig festzuhalten, dass die MU für Wechselspannungen oder -ströme, bzw. Gleichspannungen oder -ströme stark korreliert sind, da das Messsystem sich auf die gleiche Referenz bezieht (in situ Korrektur). In Tabelle 16 ist das Messunsicherheitsbudget für eine Wechselspannung, und in Tabelle 17 das Budget für eine Gleichspannung von jeweils 3 V angegeben.

Tabelle 16 MU Budget (Dual 8-K Messsystem) für eine Wechselspannung von 3 V.

Beitrag X_i		Standardmessunsicherheit $u(X_i)$	Sensitivitätskoeffizient c_i	Varianz $(c_i u(X_i))^2$ in 10^{-12}	Gewicht
Spannung und Typ-A MU	$U_{\text{AC}} = 3,000000 \text{ V}$	1,00 ppm	1	1,00	1,1 %
Gain	$\varepsilon_{\text{DC},8\text{K}} = 0,0 \text{ ppm}$	6,93 ppm	1	48,00	52,9 %
Digitalfilter	$\Delta\varepsilon_{\text{DF},8\text{K}} = 0,0 \text{ ppm}$	5,79 ppm	1	33,47	36,9 %
AC Kurvenform	$\Delta\varepsilon_{\text{wfm},8\text{K}} = 0,0 \text{ ppm}$	2,89 ppm	1	8,33	9,2 %
		$u^2(U_{\text{AC},8\text{K}})$		90,80	
Anzeige Spannung	$U_{\text{AC},8\text{K}} = 3,000000 \text{ V}$	$U(U_{\text{AC},8\text{K}})$		19,1 ppm	$(k = 2)$

Mit diesen Messunsicherheitsbeiträgen ergeben sich bei diesen Spannungen Messunsicherheiten für die Wechselspannung und für die Gleichspannung von etwa $20 \mu\text{V}/\text{V}$.

Tabelle 17 MU Budget (Dual 8-K Messsystem) für eine Gleichspannung von 3 V.

Beitrag X_i		Standardmessunsicherheit $u(X_i)$	Sensitivitätskoeffizient c_i	Varianz $(c_i u(X_i))^2$ in 10^{-12}	Gewicht
Spannung und MU Typ-A	$U_{DC} = 3,000000 \text{ V}$	1,00 ppm	1	1,00	1,2 %
Gain	$\varepsilon_{DC,8K} = 0,0 \text{ ppm}$	6,93 ppm	1	48,00	58,3 %
DC Offset	$\Delta U_{Off,8K} = 0,0 \text{ } \mu\text{V}$	17,3 μV	0,3333 / V	33,33	40,5 %
		$u^2(U_{DC,8K})$		82,33	
Anzeige Spannung	$U_{DC,8K} = 3,000000 \text{ V}$	$U(U_{DC,8K})$		18,2 ppm	($k = 2$)

Für eine einphasige Wechselleistung mit Berücksichtigung von Sensoren auf der Spannungsseite nach (10), der Stromseite nach (13), sowie der Korrelation aufgrund $\varepsilon_{DC,8K}$, $\Delta\varepsilon_{DF,8K}$, und $\Delta\varepsilon_{wfm,8K}$ ist die Modellgleichung für die Wirkleistung der Grundschwingung

$$\begin{aligned}
 P_{1,8K} &= U_1 \cdot I_1 \cdot \cos(\varphi_1) = S_1 \cdot \cos(\varphi_1) \\
 S_1 &= \frac{U_{A,8K}}{F_U} \cdot \frac{U_{B,8K}}{F_{IUG}} \cong \frac{U_{A,8K} \cdot U_{B,8K}}{F_U \cdot F_{IUG}} \cdot \left(1 + 2 \cdot (\varepsilon_{DC,8K} + \Delta\varepsilon_{DF,8K} + \Delta\varepsilon_{wfm,8K})\right). \quad (110) \\
 \varphi_1 &= \varphi_{AB,8K} + \Delta\varphi_{AB,8K} - \arg\{F_U\} + \arg\{F_{IUG}\}
 \end{aligned}$$

Im Normalfall (Anwendung als Wirkungsgrad-Kalibrator für Poweranalyzer) ist $F_u = 1$ (kein Spannungswandler im Messpfad). Als Messwiderstand sei $R_m = 10 \text{ } \Omega$ mit $\pm 10 \text{ } \mu\Omega/\Omega$ verwendet, der Verstärker habe eine Verstärkung von $G_m = 5 \text{ V/V}$ mit $\pm 10 \text{ } \mu\text{V/V}$, und es ist kein zusätzlicher Stromwandler im Strompfad integriert ($K_{ni} = 1$). Die Phasenfehler δ_u , δ_R , sowie δ_G sind Null. Die Messunsicherheiten von jeweils $\pm 5 \text{ ns}$ entsprechen bei 50 Hz jeweils $\pm 1,5 \text{ } \mu\text{rad}$. Der gemessene Winkel selbst sei $\varphi_{AB,8K} = 0^\circ$ (reine Wirkleistung). Die zugehörige Messunsicherheit Typ-B ($\Delta\varphi_{AB}$) des gemessenen Winkels ist mit $\pm 10 \text{ } \mu\text{rad}$ vorläufig angenommen. Die Leistung wird bei 3 V und 100 mA ermittelt. Damit ergibt sich eine Leistung von 0,3 W.

Tabelle 18 MU Budget (Dual 8-K System) für eine Wechselleistung von 300 mW (3 V-0,1 A-0°). Die Berechnung erfolgt in drei Tabellen für die Scheinleistung S_1 , den Winkel φ_1 , sowie die sich daraus ergebende Wirkleistung P_1 der Grundschwingung.

Beitrag X_i		Standardmessunsicherheit $u(X_i)$	Sensitivitätskoeffizient c_i	Varianz $(c_i u(X_i))^2$ in 10^{-12}	Gewicht
Spannung Pfad A und MU Typ-A	$U_{AC,A} = 3,000000 \text{ V}$	1,00 ppm	1	1,00	0,2 %
Spannung Pfad B und MU Typ-A	$U_{AC,B} = 5,000000 \text{ V}$	1,00 ppm	1	1,00	0,2 %
Gain	$\varepsilon_{DC,8K} = 0,0 \text{ ppm}$	6,93 ppm	2	192,00	46,7 %
Digitalfilter	$\Delta\varepsilon_{DF,8K} = 0,0 \text{ ppm}$	5,79 ppm	2	133,87	32,6 %
AC Kurvenform	$\Delta\varepsilon_{AC,8K} = 0,0 \text{ ppm}$	2,89 ppm	2	33,33	8,1 %
Spannungspfad	$F_U = 1,000 \text{ V/V}$	0,00 ppm	1	0,00	0,0 %
Strompfad	$F_{IUG} = 50,000 \text{ V/A}$	7,07 ppm	1	50,00	12,2 %
		$u^2(S_{1,8K})$		411,20	
Anzeige Scheinleistung	$S_{1,8K} = 0,300 \text{ VA}$	$U_{rel}(S_{1,8K})$		40,6 $\mu\text{VA/VA}$	($k = 2$)

Anhang

Beitrag X_i		Standardmessunsicherheit $u(X_i)$	Sensitivitätskoeffizient c_i	Varianz $(c_i u(X_i))^2$ in 10^{-12}	Gewicht
Winkel und MU Typ-A	$\varphi_{AB} = 0,000^\circ$	0,5 μrad	1	0,25	0,9 %
Fehlwinkel	$\Delta\varphi_{AB} = 0,0 \mu\text{rad}$	5,0 μrad	1	25,00	94,8 %
Spannungspfad	$\arg\{E_U\} = 0,0 \mu\text{rad}$	0,0 μrad	1	0,00	0,0 %
Strompfad	$\arg\{E_{UG}\} = 0,0 \mu\text{rad}$	1,1 μrad	1	1,13	4,3 %
		$u^2(\varphi_{1,k})$		26,38	
Anzeige Winkel	$\varphi_{1,8k} = 0,000^\circ$	$U(\varphi_{1,8k})$		10,3 μrad	$(k = 2)$

Beitrag X_i		Standardmessunsicherheit $u(X_i)$	Sensitivitätskoeffizient c_i	Varianz $(c_i u(X_i))^2$ in 10^{-12}	Gewicht
Scheinleistung	$S_{1,8k} = 0,300 \text{ VA}$	20,30 ppm	1	412,09	100,0 %
Spannungspfad	$\varphi_{1,8k} = 0,000^\circ$	5,2 μrad	0	0,00	0,0 %
		$u^2(P_{1,8k})$		412,09	
Anzeige Wirkleistung	$P_{1,8k} = 0,300 \text{ W}$	$U_{\text{rel}}(P_{1,8k})$		40,6 $\mu\text{W/VA}$	$(k = 2)$

Unter Berücksichtigung dieser Beiträge ist die berechnete Messunsicherheit der Wirkleistung der Grundschiwingung in Tabelle 18 dargestellt. Mit den vorläufig etwas erhöhten Beiträgen ergibt sich eine erweiterte MU von etwa $\pm 42 \mu\text{VA/VA}$ für die Scheinleistung und etwa $\pm 11 \mu\text{rad}$ für den gemessenen Winkel. Die sich daraus ergebende MU für die Wirkleistung ist damit ebenfalls $\pm 42 \mu\text{W/VA}$. Bei Messungen um 90° verbessert sich die MU der Wirkleistung bestenfalls auf die MU des Winkels von $11 \mu\text{rad}$, d.h. $\pm 11 \mu\text{W/VA}$.

Bei verzerrten Kurvenformen erhöht sich diese MU praktisch nicht, wenn die Abtastrate des Digitizers hoch genug für die nach Kapitel 2.2 erzeugten und gefilterten Kurvenformen eingestellt wurde. Als Bandbreite war eine analoge Begrenzung auf 20 kHz mit einer analogen und digitalen Tiefpassfilterung vorgesehen. Mit der Abtastrate von 500 kS/s und dem Tiefpassfilter (vgl. Bild 9) ist diese Bedingung erfüllt. Diese Überlegung ergibt sich aus der Tatsache heraus, dass in der MU der Spannungen U_A (bzw. U_B) bereits jeweils ein Beitrag für die Abhängigkeit des RMS Wertes von der Kurvenform berücksichtigt, und in (110) vollständig korreliert angenommen wurde.

Ein Beispiel soll dies anhand einer „worst case“ Situation mit $\text{THD}_U = 10\%$ und $\text{THD}_I = 40\%$ verdeutlichen. Die Frequenz der Oberschwingung sei 5 kHz. Die Leistung ergibt sich aus $P_{\text{ges}} = P_1 + P_h$. Damit ist bei Winkeln von jeweils 0° in der Grund- und der Oberschwingung die Gesamtleistung $P_{\text{ges}} = P_1 (1 + \text{THD}_U \cdot \text{THD}_I)$. Die Komponenten der Sensoren sind so breitbandig, dass bei 5 kHz noch keine Änderung der Verstärkung des Messverstärkers, bzw. der Impedanz des Messwiderstandes eintritt. Die Messunsicherheit der Leistung der Oberschwingung sei konservativ nach (110) mit $100 \mu\text{W/VA}$ abgeschätzt. Die Gesamtunsicherheit der Leistung wird dann gemäß $\sqrt{(41^2 + (0,04 \cdot 100)^2)} = 41,2 \mu\text{W/W}$ nur unwesentlich verschlechtert.

Im Falle der Leistung für ein dreiphasiges System ergibt sich die Summenleistung $P_{AC,\Sigma}$ aus den jeweiligen Leistungen der einzelnen Phasen $P_{AC,i}$ gemäß

$$P_{AC,\Sigma} = P_{AC,1} + P_{AC,2} + P_{AC,3}. \quad (111)$$

Damit ergibt sich die Unsicherheit der Summenleistung über die Unsicherheiten der Leistungen in den einzelnen Phasen zu (unkorreliert)

$$u(P_{AC,\Sigma}) = \sqrt{u^2(P_{AC,1}) + u^2(P_{AC,2}) + u^2(P_{AC,3})}. \quad (112)$$

Wird diese für den Sonderfall einer symmetrischen Betriebsweise gerechnet, so ergibt sich, dass die relative Messunsicherheit $U_{\text{rel}}(P_{AC,\Sigma})$ um den Faktor $\sqrt{3}$ geringer ist, als die der Einzelleistung $U_{\text{rel}}(P_{AC,i})$. Im Falle der vollständigen Korrelation hingegen ist die relative Unsicherheit der Gesamtleistung gleich die der Einzelleistung. Bezogen auf die MU von $U_{\text{rel}}(P_{AC,i}) = 41 \mu\text{W}/\text{VA}$ für die Strangleistung, errechnet sich die MU der Gesamtleistung somit im Bereich zwischen $(24 \leq U_{\text{rel}}(P_{AC,\Sigma}) \leq 41) \mu\text{W}/\text{VA}$. Die Messunsicherheit der Summenleistung wird daher konservativ zu $U_{\text{rel}}(P_{AC,\Sigma}) = U_{\text{rel}}(P_{AC,i})$ gesetzt.

Für eine (positive) Gleichstromleistung $P_{\text{DC},8\text{K}}$ ist unter Berücksichtigung der Strom- und Spannungssensoren nach (9) und (12), sowie der Korrelation über den Verstärkungsfehler $\varepsilon_{\text{DC},8\text{K}}$ zwischen dem Spannungs- und Stromkanal des Dual-8K Messsystems die Modellgleichung für die Wirkleistung der DC Komponenten

$$P_{\text{DC},8\text{K}} = U_{\text{DC}+} \cdot I_{\text{DC}+} = \frac{U_{\text{A,DC}} - U_{\text{Offset,U}}}{F_{\text{U}}} \cdot \frac{U_{\text{B,DC}} - U_{\text{Offset,IUG}}}{F_{\text{IUG}}} \quad (113)$$

$$P_{\text{DC},8\text{K}} \cong \frac{U_{\text{A,DC}+}}{F_{\text{U}}} \cdot \frac{U_{\text{B,DC}+}}{F_{\text{IUG}}} \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{Offset,U}}}{U_{\text{A,DC}}} - \frac{U_{\text{Offset,IUG}}}{U_{\text{B,DC}}} \right)$$

Unter Berücksichtigung der Modellgleichung für die MU des Dual-8K Messsystems für Gleichspannungen am Eingang des Controllers nach (109) ist

$$P_{\text{DC},8\text{K}} = \frac{U_{\text{A,DC},8\text{K}} \cdot U_{\text{B,DC},8\text{K}}}{F_{\text{U}} \cdot F_{\text{IUG}}} \cdot \left(1 - \frac{U_{\text{Offset,U}}}{U_{\text{A,DC}}} - \frac{U_{\text{Offset,IUG}}}{U_{\text{B,DC}}} + 2 \cdot \varepsilon_{\text{DC},8\text{K}} + \frac{\Delta U_{\text{Off},8\text{K}}}{U_{\text{A,DC}}} + \frac{\Delta U_{\text{Off},8\text{K}}}{U_{\text{B,DC}}} \right) \quad (114)$$

als Modellgleichung anzusetzen. Wird zusätzlich angenommen, dass die gemessenen Offsetspannungen bei $U = I = 0$ genutzt werden, um diese rechnerisch zu kompensieren, so verbleiben lediglich geringe residuelle Offsetspannungen $\Delta U_{\text{Offset,U}}$, $\Delta U_{\text{Offset,IUG}}$, bzw. $\Delta U_{\text{Off},8\text{K}}$ mit ihren Restunsicherheiten. Damit ist

$$P_{\text{DC},8\text{K}} = \frac{U_{\text{A,DC},8\text{K}} \cdot U_{\text{B,DC},8\text{K}}}{F_{\text{U}} \cdot F_{\text{IUG}}} \cdot \left(1 + 2 \cdot \varepsilon_{\text{DC},8\text{K}} - \frac{\Delta U_{\text{Offset,U}}}{U_{\text{A,DC}}} - \frac{\Delta U_{\text{Offset,IUG}}}{U_{\text{B,DC}}} + \frac{\Delta U_{\text{Off},8\text{K}}}{U_{\text{A,DC}}} + \frac{\Delta U_{\text{Off},8\text{K}}}{U_{\text{B,DC}}} \right) \quad (115)$$

als Modellgleichung für die MU der Leistung anzusetzen.

Im Normalfall (Anwendung als Wirkungsgrad-Kalibrator für Poweranalyzer) ist $F_u = 1$, $\Delta U_{\text{Offset,U}} = 0 \mu\text{V}$, und $U(\Delta U_{\text{Offset,U}}) = \pm 0 \mu\text{V}$ (kein Spannungswandler im Messpfad). Als Messwiderstand sei $R_m = 10 \Omega$ mit $\pm 10 \mu\Omega/\Omega$ verwendet, der Verstärker habe eine Verstärkung von $G_m = 5 \text{ V/V}$ mit $\pm 10 \mu\text{V/V}$, und es ist kein zusätzlicher Stromwandler im Strompfad integriert ($K_{\text{hi}} = 1$). Die residuelle Offsetspannung dieses so zusammengesetzten Stromsensors sei $\Delta U_{\text{Offset,IUG}} = (150 \pm 10) \mu\text{V}$.

Der Verstärkungsfehler des Dual-8K Messsystems sei wieder mit $\varepsilon_{\text{DC,8K}} = 0 \pm 12 \mu\text{V/V}$, und der residuelle Offset mit $\Delta U_{\text{Off,8K}} = (0 \pm 30) \mu\text{V}$ angenommen, d.h. nicht kompensiert. Dies wäre zwar möglich und bietet Potential für weitere Verbesserungen der Genauigkeit des so aufgebauten Leistungsstandards, jedoch ist dies dann auch nochmals zu untersuchen und nachzuweisen. Die Messunsicherheit wird für eine Leistung bei 3 V und 100 mA ermittelt. Damit ergibt sich eine Leistung von $P_{\text{DC+,8K}} = 0,3 \text{ W}$. Das Unsicherheitsbudget ist in Tabelle 19 gezeigt.

Tabelle 19 MU Budget (Dual 8-K System) für eine Gleichleistung bei +3 V und +0,1 A.

Beitrag X_i		Standardmessunsicherheit $u(X_i)$	Sensitivitätskoeffizient c_i	Varianz $(c_i u(X_i))^2$ in 10^{-12}	Gewicht
Spannung Pfad A und MU Typ-A	$U_{\text{DC+,A}} = 3,000000 \text{ V}$	1,00 ppm	1	1,00	0,3 %
Spannung Pfad B und MU Typ-A	$U_{\text{DC+,B}} = 5,000150 \text{ V}$	1,00 ppm	1	1,00	0,3 %
Gain	$\varepsilon_{\text{DC,8K}} = 0,0 \text{ ppm}$	6,93 ppm	2	192,00	57,6 %
Spannungspfad	$F_u = 1,0 \text{ V/V}$	0,00 ppm	1	0,00	0,0 %
Strompfad	$F_{\text{IUG}} = 50,0 \text{ V/A}$	7,07 ppm	1	50,00	15,0 %
Offset U-Sensor	$\Delta U_{\text{Offset,U}} = 0,0 \mu\text{V}$	0,0 μV	-0,333 / V	0,00	0,0 %
Offset I-Sensor	$\Delta U_{\text{Offset,IUG}} = 150,0 \mu\text{V}$	10,0 μV	-0,200 / V	4,00	1,2 %
Offset A Pfad	$\Delta U_{\text{Off,8K}} = 0,0 \mu\text{V}$	17,3 μV	0,533 / V	85,33	25,6 %
			$u^2(S_{1,8K})$	333,33	
Anzeige Gleichleistung	$P_{\text{DC+,8K}} = 0,300 \text{ W}$		$U_{\text{rel}}(P_{\text{DC+,8K}})$	36,6 $\mu\text{W/W}$	($k = 2$)

Im Ergebnis der Berechnung ergibt sich eine relative Messunsicherheit von etwa 37 $\mu\text{W/W}$ und ist damit auf vergleichbarem Niveau wie die MU der Wechsellleistung. Für ein bei einer Kalibrierung bipolar emuliertes System jedoch ergibt sich Potential für weitere Verbesserung durch Ausnutzung der Korrelation über $\Delta U_{\text{Off,8K}}$. Die Leistung $P_{\text{DC-,8K}}$ des negativen Pols ergibt sich über die negativen Spannungen und Ströme. Damit ist auch der Term $\Delta U_{\text{Off,8K}}/U_{\text{A,DC}} + \Delta U_{\text{Off,8K}}/U_{\text{B,DC}}$ in (115) negiert, und wird in der Addition der Leistungen $P_{\text{DC+,8K}}$ und $P_{\text{DC-,8K}}$ kompensiert. Dies würde zu einer verringerten MU der Gesamtleistung $P_{\text{DC,ges}}$ führen. Konservativ soll hier jedoch angenommen werden, dass die relative MU $U_{\text{rel}}(P_{\text{DC,ges}})$ gleich der MU des positiven Pols $U_{\text{rel}}(P_{\text{DC+,8K}})$ ist.

Für die Bestimmung des Wirkungsgrades η ist das Verhältnis der Gesamtleistungen für Wechselstrom $P_{AC,\Sigma}$ und Gleichstrom $P_{DC,ges}$ anzusetzen. Die Modellgleichung ist

$$\eta = \frac{P_{AC,\Sigma}}{P_{DC,ges}}. \quad (116)$$

Auch hier führt die Korrelation über den gemeinsamen Verstärkungsfehler $\varepsilon_{DC,8K}$ des Dual 8-K Messsystems zu einer verringerten MU $U(\eta)$. Jedoch wird auch hier vorläufig der konservative Fall ohne Korrelation betrachtet. Die Standardmessunsicherheit ergibt sich zu

$$u(\eta) = \eta \cdot \sqrt{u_{rel}(P_{AC,\Sigma})^2 + u_{rel}(P_{DC,ges})^2}, \quad (117)$$

wobei es unerheblich ist, was die Eingangsgröße und Ausgangsgröße des so emulierten HGÜ-Umrichters ist. Nimmt man als relative erweiterte MU jeweils $42 \mu W/VA$ und $37 \mu W/W$ für die beiden Leistungen an, so ergibt sich eine erweiterte Messunsicherheit für den Wirkungsgrad von $U(\eta) \approx 60 \cdot 10^{-6}$.

Der oben beschriebene Fall der Korrelation kann durch nochmaliges Berechnen der Messunsicherheiten $U_{rel}(P_{AC,\Sigma})$ und $U_{rel}(P_{DC,ges})$ mit den jeweils auf Null gesetzten Beitrag $u(\varepsilon_{DC,8K}) = 0$ ermittelt werden. So ergibt sich $U_{rel}(P_{AC,\Sigma}) = 30 \mu W/VA$ und $U_{rel}(P_{DC,ges}) = 24 \mu W/W$. Die Wirkungsgrad hat somit eine MU von $U(\eta) \approx 40 \cdot 10^{-6}$ ($k=2$).

5.5.3 UNSICHERHEITSBUDGET TYP B FÜR DAS VRS

Nachfolgend sind aus experimentell bestimmten Beiträgen (vgl. Anhang 5.4.4) die daraus abgeleiteten Messunsicherheiten Typ B für das komplexe Verhältnis angegeben. Eine kurze übersichtliche Beschreibung zu Messunsicherheiten und deren Berechnung nach [GUM] ist im Anhang 5.5.1 gegeben. Die relative MU Typ B des Betrages des komplexen Verhältnisses $U_{\text{rel,B}}(\Gamma_C)$ ergibt sich aus den einzelnen Standardmessunsicherheiten $u_1(\Gamma_C)$ bis $u_3(\Gamma_C)$

$$\begin{aligned}
 u_1(\Gamma_C) &= \frac{c_{1,a}}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{c_{1,b} \cdot \left(\Gamma_C - \frac{1}{\Gamma_C}\right)^2 + 1} \\
 u_2(\Gamma_C) &= \frac{c_{2,a}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{\eta_{\text{PXI}}^{c_{2,b}}} \\
 u_3(\Gamma_C) &= \frac{c_{3,a}}{\sqrt{3}} \cdot \left(\frac{f}{20 \text{ kHz}}\right)^{c_{3,b}} \\
 \Rightarrow U_{\text{rel,B}}(\Gamma_C) &= 2 \cdot \sqrt{u_1(\Gamma_C)^2 + u_2(\Gamma_C)^2 + u_3(\Gamma_C)^2}
 \end{aligned} \tag{118}$$

In analoger Weise wird die MU Typ B für die Phase des komplexen Verhältnisses $U_B(\gamma_C)$ aus den Beiträgen $u_1(\gamma_C)$ bis $u_3(\gamma_C)$ berechnet und ist

$$\begin{aligned}
 u_1(\gamma_C) &= \frac{d_{1,a}}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{d_{1,b} \cdot \left(\Gamma_C - \frac{1}{\Gamma_C}\right)^2 + 1} \\
 u_2(\gamma_C) &= \frac{d_{2,a}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{\eta_{\text{PXI}}^{d_{2,b}}} \\
 u_3(\gamma_C) &= \frac{d_{3,a}}{\sqrt{3}} \cdot \left(\frac{f}{20 \text{ kHz}}\right)^{d_{3,b}} \\
 \Rightarrow U_B(\gamma_C) &= 2 \cdot \sqrt{u_1(\gamma_C)^2 + u_2(\gamma_C)^2 + u_3(\gamma_C)^2}
 \end{aligned} \tag{119}$$

Mit den Parametern c_1 bis c_3 , bzw. d_1 bis d_3 lassen sich die rechteckförmig angenommenen Verteilungsfunktion an die beobachteten Messergebnisse anpassen. Die einzelnen Indizes beschreiben die Linearität (Index 1), die Wiederholbarkeit und das damit verbundene „Rauschen“ des Messsystems (Index 2), sowie eine Frequenzabhängigkeit (Index 3). Die angegebenen Funktionsverläufe bilden den grundsätzlichen Charakter eines ratiometrischen Messsystems nach, und lassen sich über die Unterteilung in jeweils zwei Parameter (a, b) fein anpassen. Die Aussteuerung η_{PXI} der Bereiche des Digitizer ist das Verhältnis des maximalen Betrages der abgetasteten Spannungen (vgl. Bild 33) zum Messbereich (2 V oder 10 V), und wird ebenfalls berücksichtigt. Die Umschaltsschwelle zwischen dem 2 V- und dem 10 V-Bereich liegt bei 90 % des 2 V-Bereiches.

In der Tabelle 20 sind die Parameter dieser beiden Funktionen zur Berechnung der Messunsicherheiten sowie der Gültigkeitsbereich für die angegebenen Gleichungen angegeben. Die angegebenen Gleichungen und Parameter lassen sich nun in einfacher Weise in das Messsystem integrieren, sodass die kombinierte Messunsicherheit für das komplexe Verhältnis aus der Typ A und der Typ B Messunsicherheit während der Laufzeit berechnet werden kann. Damit wird es möglich, die Messunsicherheit für die aus dieser Verhältnismessung abgeleiteten Messverfahren (Wandlermesseinrichtungen) während der Programmlaufzeit zu berechnen.

Tabelle 20 Parameter der Funktionen zur Berechnung der Typ B Messunsicherheit des komplexen Spannungsverhältnisses nach Betrag und Phase mit dem VRS.

$U_{\text{rel,B}}(\Gamma_c)$ in ppm		$U_B(\gamma_c)$ in μrad		Gültigkeitsbereich
$c_{1,a}$	0,44	$d_{1,a}$	0,17	$\min(U_1, U_2) \geq 1\text{mV}$
$c_{1,b}$	4,0	$d_{1,b}$	4,0	$10 \geq \Gamma_{21} \geq 0,1$
$c_{2,a}$	0,17	$d_{2,a}$	0,05	$f_{\text{Sig}} \leq 20\text{ kHz}; f_{\text{Samp}}/f_{\text{Sig}} \geq 10$
$c_{2,b}$	0,9	$d_{2,b}$	0,9	$f_{\text{Sig}} \neq 50\text{ Hz}$
$c_{3,a}$	3,0	$d_{3,a}$	6,0	In(1,-) bzw. In(2,-) geerdet
$c_{3,b}$	1,0	$d_{3,b}$	1,0	CMRR > 120 dB bei 50/60Hz

Messungen bei Netzfrequenz sind auch möglich, jedoch erhöht sich hier die MU aussteuerungsabhängig. Alternativ können zwei Messungen (Signal 0° und Signal 180°) durchgeführt und gemittelt werden, um die überlagerte Netzstörung in erster Näherung zu kompensieren. Eine zusammenfassende tabellarische Darstellung der gesamten Messunsicherheit ist hier aufgrund der Abhängigkeit von drei Eingangsgrößen nicht sinnvoll, jedoch sind nachfolgend die einzelne Beiträge im Bild 82, Bild 83, und Bild 84 dargestellt.

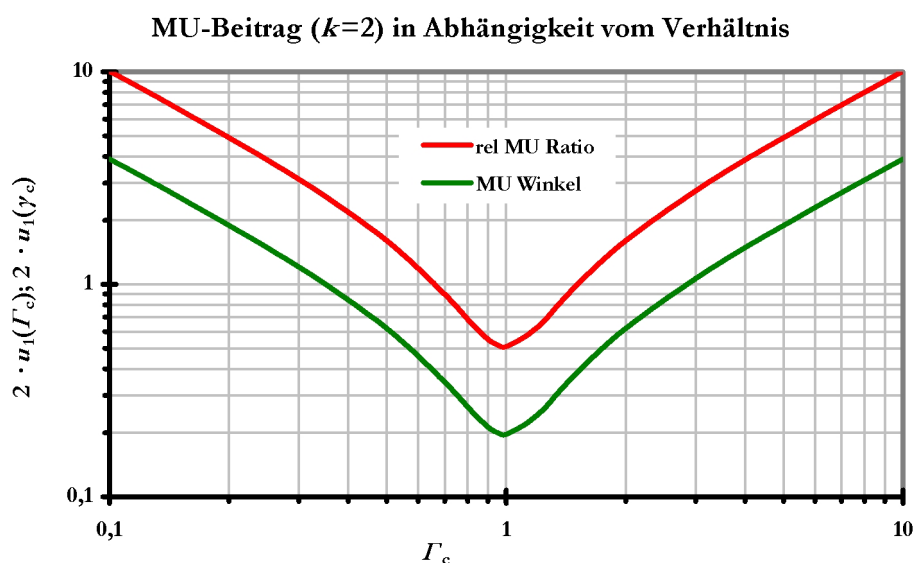


Bild 82: Zweifacher MU Beitrag U_1 : Abhängigkeit vom Betrag des Verhältnisses.

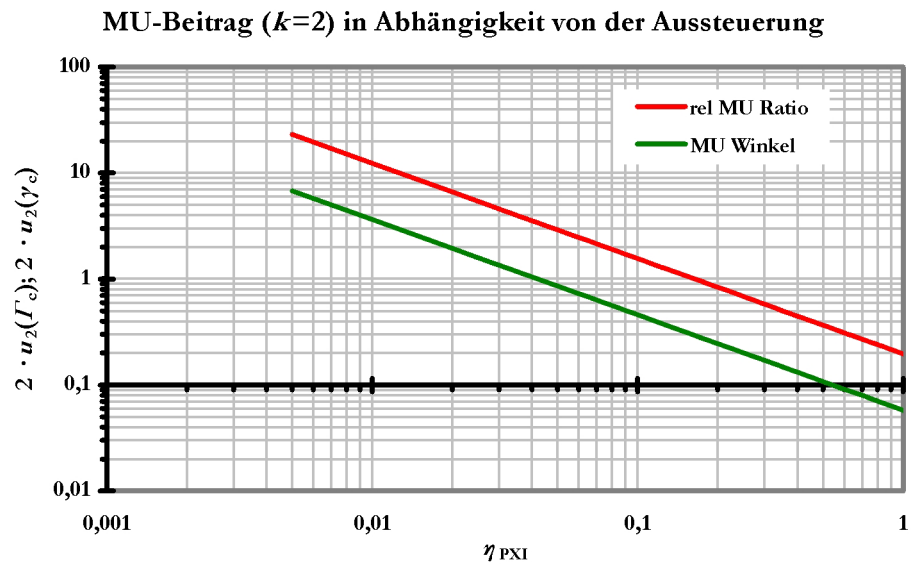


Bild 83: Zweifacher MU Beitrag U_2 : Abhängigkeit von der Aussteuerung.

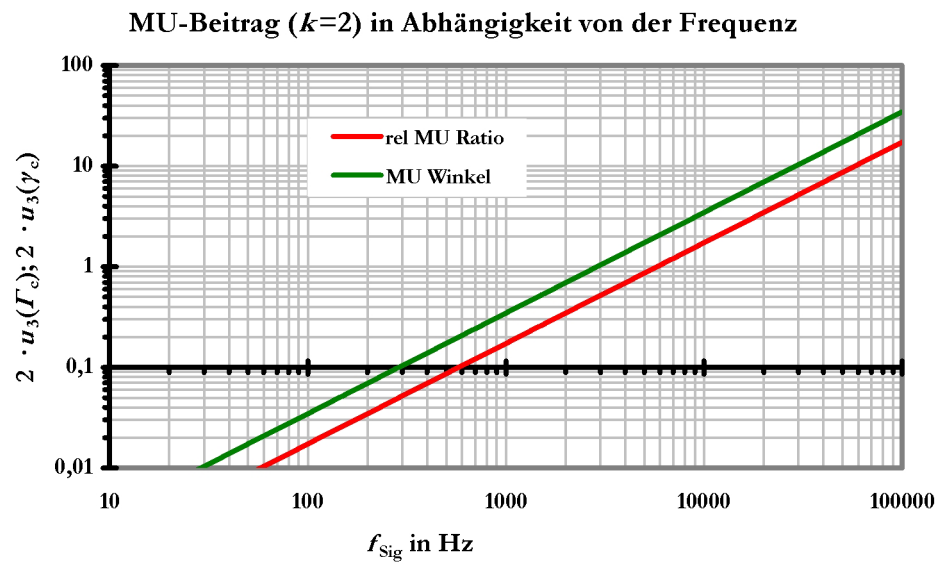


Bild 84: Zweifache MU Beitrag U_3 : Abhängigkeit von der Frequenz.

5.5.4 BERECHNUNGEN UND MESSUNSICHERHEITEN DER STROMWANDLERMESSEINRICHTUNG

In der Tabelle 21 sind die für die weitere Herleitung notwendigen Übertragungsfaktoren und Messabweichungen zur Programmierung der Gleichungen im Messprogramm der Stromwandlermesseinrichtung nach Bild 36 auf Seite 86 angegeben. Die notwendigen Definitionen sind für alle Komponenten der Stromwandlermesseinrichtungen im Anhang 5.4.5 angegeben.

Tabelle 21 Definition der verwendeten Übertragungsfaktoren im Modell der Messeinrichtung für Stromwandler.

Parameter N Path			
Name; variable	Constant	magnitude error	phase or time constant
CT (N1); $\underline{E}_{i,N1}$	$K_{i,N1}$	$\varepsilon_{i,N1}$	$\delta_{i,N1}$
CT (N2); $\underline{E}_{i,N2}$	$K_{i,N2}$	$\varepsilon_{i,N2}$	$\delta_{i,N2}$
RN-2; \underline{Z}_{N2}	$R_{nom,N}$	$\varepsilon_{Z,N}$	$T_{Z,N}$
Amp (G_N); \underline{G}_N	$G_{nom,N}$	$\varepsilon_{G,N}$	$\delta_{G,N}$
Load (N); $\underline{E}_{Load,N}$	$R_{Out,N}; C_{Load,N}$	--	$T_{Load,N}$
Parameter X Path			
DUT CT (X1); $\underline{E}_{i,X1}$	$K_{i,X1}$	--	--
CT (X2); $\underline{E}_{i,X2}$	$K_{i,X2}$	$\varepsilon_{i,X2}$	$\delta_{i,X2}$
RX-2; \underline{Z}_{X2}	$R_{nom,X}$	$\varepsilon_{Z,X}$	$T_{Z,X}$
Amp (G_X); \underline{G}_X	$G_{nom,X}$	$\varepsilon_{G,X}$	$\delta_{G,X}$
Load (X); $\underline{E}_{Load,X}$	$R_{Out,X}; C_{Load,X}$	--	$T_{Load,X}$
Parameter Bridge			
Bridge	Difference	ε_i	δ_i
	Standard (N)	$\varepsilon_{i,N}$	$\delta_{i,N}$
	DUT (X)	$\varepsilon_{i,X}$	$\delta_{i,X}$
	Testpoint LP(N); LP(X)		

Für den Pfad N mit dem Normalstromwandler (N1), dem zweiten Normalstromwandler (N2), dem Messwiderstand (RN-2), sowie dem Messverstärker (G_N), unter Berücksichtigung der kapazitiven Belastung ergibt sich die Ausgangsspannung \underline{U}_N (entspricht \underline{U}_1 des ratiometrischen Messsystems) in Abhängigkeit des Primärstromes \underline{I}_p zu

$$\begin{aligned}
 \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_p} &= \underline{F}_{i,N1} \cdot \underline{F}_{i,N2} \cdot \underline{Z}_{N2} \cdot \underline{G}_N \cdot \underline{F}_{Load,N} = \underline{F}_{i,N1} \cdot \underline{F}_{B,N} \\
 \left| \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_p} \right| &= \frac{(1 + \varepsilon_{i,N1})}{K_{i,N1}} \cdot \frac{R_{nom,N} \cdot G_{nom,N}}{K_{i,N2}} \cdot \left[(1 + \varepsilon_{i,N2}) \cdot (1 + \varepsilon_{Z,N}) \cdot (1 + \varepsilon_{G,N}) \right] \\
 \arg \left\{ \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_p} \right\} &= \delta_{i,N1} + \delta_{i,N2} + \tan^{-1}(\omega \cdot T_{Z,N}) + \delta_{G,N} - \tan^{-1}(\omega \cdot T_{Load,N})
 \end{aligned} \tag{120}$$

Für den Pfad X mit dem Prüfling DUT (X1), dem Normalstromwandler (X2), dem Messwiderstand (RX-2), sowie dem Messverstärker (G_X), unter Berücksichtigung der kapazitiven Belastung ergibt sich die Ausgangsspannung \underline{U}_X (entspricht \underline{U}_2 des ratiometrischen Messsystems) in Abhängigkeit des Primärstromes \underline{I}_p zu

$$\begin{aligned}
 \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_p} &= \underline{F}_{i,X1} \cdot \underline{F}_{i,X2} \cdot \underline{Z}_{X2} \cdot \underline{G}_X \cdot \underline{F}_{Load,X} = \underline{F}_{i,X1} \cdot \underline{F}_{B,X} \\
 \left| \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_p} \right| &= \frac{(1 + \varepsilon_{i,X1})}{K_{i,X1}} \cdot \frac{R_{nom,X} \cdot G_{nom,X}}{K_{i,X2}} \cdot \left[(1 + \varepsilon_{i,X2}) \cdot (1 + \varepsilon_{Z,X}) \cdot (1 + \varepsilon_{G,X}) \right] \\
 \arg \left\{ \frac{\underline{U}_2}{\underline{I}_p} \right\} &= \delta_{i,X1} + \delta_{i,X2} + \tan^{-1}(\omega \cdot T_{Z,X}) + \delta_{G,X} - \tan^{-1}(\omega \cdot T_{Load,X})
 \end{aligned} \tag{121}$$

Das komplexe Verhältnis und der daraus berechnete Übertragungsfaktor des DUT sind

$$\begin{aligned}
 \underline{\Gamma}_{21} &= \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{\underline{F}_{i,X1} \cdot \underline{F}_{i,X2} \cdot \underline{Z}_{X2} \cdot \underline{G}_X \cdot \underline{F}_{Load,X}}{\underline{F}_{i,N1} \cdot \underline{F}_{i,N2} \cdot \underline{Z}_{N2} \cdot \underline{G}_N \cdot \underline{F}_{Load,N}} = \frac{\underline{F}_{i,X1} \cdot \underline{F}_{B,X}}{\underline{F}_{i,N1} \cdot \underline{F}_{B,N}} \\
 \Rightarrow \underline{F}_{i,X1} &= \underline{\Gamma}_{21} \cdot \frac{\underline{F}_{i,N1} \cdot \underline{F}_{i,N2} \cdot \underline{Z}_{N2} \cdot \underline{G}_N \cdot \underline{F}_{Load,N}}{\underline{F}_{i,X2} \cdot \underline{Z}_{X2} \cdot \underline{G}_X \cdot \underline{F}_{Load,X}} = \underline{\Gamma}_{21} \cdot \underline{F}_{i,N1} \cdot \frac{\underline{F}_{B,N}}{\underline{F}_{B,X}}
 \end{aligned} \tag{122}$$

Daraus können in analoger Weise zu (28) die zu kalibrierenden Wandlermessabweichungen $\varepsilon_{i,X1}$ und $\delta_{i,X1}$ angegeben werden. Diese sind

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_{i,X1} &= \left| \underline{F}_{i,X1} \right| \cdot K_{i,X1} - 1 \\
 \delta_{i,X1} &= \arg \left\{ \underline{F}_{i,X1} \right\}
 \end{aligned} \tag{123}$$

An dieser Stelle wäre das Kalibrierergebnis ermittelt. Jedoch gibt es noch einige andere Parameter, die in einer Wandlermesseinrichtung nicht fehlen sollten. Dies sind eine Anzeige der sogenannten Brückendifferenz, des Primärstromes, sowie der Prüfpunkte, d.h. die prozentuale Aussteuerung des Normalwandler (N1) und des Prüflings (X1). Die Brückendifferenz, in Anlehnung an (26), stellt die Abweichung des Prüflings direkt in Bezug auf die verwendeten Normale dar. Durch diese Darstellung ist jederzeit der

Überblick zwischen den Messwerten und den insgesamt numerisch korrigierten Messabweichungen gegeben. Diese Brückendifferenz ergibt sich bei einer klassischen Brücke zwangsläufig (siehe Bild 27). Hier muss diese jedoch durch eine Berechnung nachempfunden werden, und ergibt sich unter Berücksichtigung von (122) zu

$$\begin{aligned}\varepsilon_i &= \left| \underline{\Gamma}_{21} \right| \cdot \frac{F_{B,N,nom}}{F_{B,X,nom}} \cdot \frac{F_{i,N1,nom}}{F_{i,X1,nom}} - 1 \\ \delta_i &= \gamma_{21}\end{aligned}\quad (124)$$

Die ebenfalls anzuzeigenden Messabweichungen $\Delta\varepsilon_{i,B}$ und $\Delta\delta_{i,B}$ der Messbrücke, die Messabweichungen $\varepsilon_{i,N1}$ und $\delta_{i,N1}$ des Normalwandlers (N1), und die insgesamt zu korrigierenden Messabweichungen $\varepsilon_{i,N}$ und $\delta_{i,N}$ ergeben sich aus

$$\begin{aligned}\Delta\varepsilon_{i,B} &= \frac{\left| \underline{F}_{B,N} \right| / F_{B,N,nom}}{\left| \underline{F}_{B,X} \right| / F_{B,X,nom}} - 1 \\ \Delta\delta_{i,B} &= \arg\left\{ \underline{F}_{B,N} \right\} - \arg\left\{ \underline{F}_{B,X} \right\} \\ \varepsilon_{i,N} &= (1 + \varepsilon_{i,N1}) \cdot (1 + \Delta\varepsilon_{i,B}) - 1 \\ \delta_{i,N} &= \delta_{i,N1} + \Delta\delta_{i,B}\end{aligned}\quad (125)$$

Nun muss sich zur Kontrolle (26) ergeben. Ein Beispiel soll das veranschaulichen: Ein Prüfling habe den Fehler +40 ppm. Die Brückendifferenz sei +100 ppm. Der Normalwandler habe -70 ppm, und die Messbrücke einen Eigenfehler von +10 ppm. Insgesamt sind also -70 + 10 = -60 ppm zu korrigieren. Es ist nun +100 + (-60) = 40 ppm. Diese getrennte Angabe für die Brückendifferenz und den zu korrigierenden Fehler des Normalwandler (und der Brücke selbst) ist sehr anschaulich, da jederzeit klar ist, welche Korrekturen vorgenommen wurden. Im Falle einer fehlerhaften Korrektur, beispielsweise bei einem Eingabefehler der vielen zu berücksichtigenden Kalibrierwerte (siehe Tabelle 21), wäre eine nachträgliche Korrektur anhand des Ausdrucks noch möglich.

Der Primärstrom I_p ist gemäß (120)

$$I_p = \frac{U_1}{\left| \underline{F}_{i,N1} \cdot \underline{F}_{B,N} \right|} \quad (126)$$

Damit kann nun der Prüfpunkt als prozentuale Aussteuerung, getrennt für den Normalstromwandler (N1) und den Prüfling (X) angegeben werden

$$LP_N = \frac{I_p}{I_{p,nom,N1}}; \quad LP_X = \frac{I_p}{I_{p,nom,X1}} \quad (127)$$

Die Messunsicherheit der Stromwandlermessereinrichtung lässt sich nun in einfacher Weise anhand der Modellgleichung (122) nach Betrag und Phase des Übertragungsfaktors $\underline{F}_{i,X1}$

$$\begin{aligned}\underline{F}_{i,X1} &= \underline{\Gamma}_{21} \cdot \underline{F}_{i,N1} \cdot \frac{\underline{F}_{i,N2} \cdot \underline{Z}_{N2} \cdot \underline{G}_N}{\underline{F}_{i,X2} \cdot \underline{Z}_{X2} \cdot \underline{G}_X} \cdot \frac{\underline{F}_{Load,N}}{\underline{F}_{Load,X}} \\ F_{i,X1} &= |\underline{F}_{i,X1}| = \Gamma_{21} \cdot F_{i,N1} \cdot \frac{F_{i,N2} \cdot Z_{N2} \cdot G_N}{F_{i,X2} \cdot Z_{X2} \cdot G_X} \\ \angle(\underline{F}_{i,X1}) &= \gamma_{21} + \angle(\underline{F}_{i,N1}) + \angle(\underline{F}_{i,N2}) - \angle(\underline{F}_{i,X2}) + \angle(\underline{Z}_{N2}) - \angle(\underline{Z}_{X2}) \\ &\quad + \angle(\underline{G}_N) - \angle(\underline{G}_X) + \angle(\underline{F}_{Load,N}) - \angle(\underline{F}_{Load,X})\end{aligned}\tag{128}$$

auftrennen. Das Spannungsverhältnis und die zugehörigen Messunsicherheiten Typ A und Typ B liegen bereits nach Betrag und Phase vor (vgl. Kapitel 5.5.3). Da die Modellgleichung für den Betrag in Produktform angegeben ist, ergibt sich die gesamten Messunsicherheit Typ B in einfacher Weise als die Summe der (quadrierten) relativen Messunsicherheiten der einzelnen Beträge der Übertragungsfaktoren, bzw. des Verhältnisses gemäß

$$\begin{aligned}u_B^2(\varepsilon_{i,X}) &= u_B^2(\Gamma_{21}) + u^2(\varepsilon_{i,N1}) + u^2(\varepsilon_{i,N2}) + u^2(\varepsilon_{i,X2}) + \dots \\ &\quad + u^2(\varepsilon_{Z,N}) + u^2(\varepsilon_{Z,X}) + u^2(\varepsilon_{G,N}) + u^2(\varepsilon_{G,X})\end{aligned}\tag{129}$$

$$u_B(\varepsilon_{i,X}) = \sqrt{u_B^2(\varepsilon_{i,X})}$$

In ähnlicher Weise ist die Gleichung für den Phasenwinkel eine einfache Addition und Subtraktion. Daher ergibt sich die gesamten Messunsicherheit Typ B einfach als die Summe der (quadrierten) absoluten Messunsicherheiten der einzelnen Winkel

$$\begin{aligned}u_B^2(\delta_{i,X}) &= u_B^2(\Gamma_{21}) + u^2(\delta_{i,N1}) + u^2(\delta_{i,N2}) + u^2(\delta_{i,X2}) + \dots \\ &\quad + u^2(\delta_{G,N}) + u^2(\delta_{G,X}) + \dots \\ &\quad + \omega^2 \cdot \left[u^2(T_{Z,N}) + u^2(T_{Z,X}) + u^2(T_{Load,N}) + u^2(T_{Load,X}) \right]\end{aligned}\tag{130}$$

$$u_B(\delta_{i,X}) = \sqrt{u_B^2(\delta_{i,X})}$$

Die Typ A Messunsicherheit muss natürlich noch entsprechend hinzugerechnet werden.

a) UNSICHERHEITSBUDGET: KALIBRIERUNG Z_X (RN-5) GEGEN Z_N (KR 10)

Für eine Kalibrierung eines Messwiderstandes (RN-5 PTB) gegen einen anderen Messwiderstand (Normal KR 10, Leihgabe von AG 2.12) soll die Messunsicherheit berechnet werden. Eine solche Messung ist in der Aufbaumessung für den Phasenwinkel für die transformatorisch gekoppelte Stromwandlermesseinrichtung „SEKAM IV“ von Interesse. Hierbei wird der Normalwiderstand ($I_n = 100 \text{ mA}$; 10Ω) mit bekannter Zeitkonstante und Wirkwiderstand gegen einen unbekannten Messwiderstand ($I_n = 200 \text{ mA}$; 5Ω) verglichen. Der absolute Wert des Widerstandes ist zwar hierbei weniger von Interesse, jedoch soll der Phasen- und Impedanzverlauf (AC-DC Unterschied der Impedanz) im Frequenzbereich bis 20 kHz beurteilt werden.

In der Messung werden weder die Verstärker (G_N , G_X) noch die Stromwandler ($F_{i,N1}$, $F_{i,N2}$, $F_{i,X2}$) berücksichtigt (vgl. Bild 36). Die zugehörigen Übertragungsfaktoren werden auf Eins, und ihre Messunsicherheiten auf Null gesetzt. Auch die üblicherweise einzusetzende Messabweichung $\varepsilon_{Z,X}$ und die Zeitkonstante $T_{Z,X}$ des Widerstandes R_X wird zu Null gesetzt, da sie aus den Messergebnissen $\varepsilon_{i,X}$ und $\delta_{i,X}$ bestimmt werden sollen.

Für eine Messung bei $I = 100 \text{ mA}$, einer Frequenz von 380 Hz (typische Messfrequenz zur Bestimmung der Zeitkonstante in AG 2.12), und einem mittels elektronischen Wagner-Arm (EWA) realisierten, erdsymmetrischen Messaufbau ist das MU Budget für den Betrag in Tabelle 22, und für die Phase in Tabelle 23 angegeben.

Tabelle 22 Messunsicherheitsbudget für die Messabweichung einer Impedanz (Z_X) kalibriert gegen einen Normalwiderstand

Beitrag X_i			relative Messunsicherheit $u(X_i)$	Varianz $u^2(X_i)$ in 10^{-12}	Gewicht
Streuung Ergebnis	$u_A(\varepsilon_{i,X})$	--	0,21 ppm	0,04	5,6 %
Übersetzungsverhältnis	$K_{ni,X}$	1	--	--	--
Verhältnis	$\Gamma_{21} = 0,500017 \text{ V/V}$		0,82 ppm	0,66	86,2 %
Übertragungsfaktor N1	$F_{i,N1} = 1,00 \text{ A/A}$		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Übertragungsfaktor N2	$F_{i,N2} = 1,00 \text{ A/A}$		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Übertragungsfaktor X2	$F_{i,X2} = 1,00 \text{ A/A}$		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Messwiderstand N	$Z_N = 9,99988 \Omega$		0,3 ppm	0,06	8,1 %
Messwiderstand X	$Z_X = 5,0 \Omega$		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Verstärker N	$G_N = 1,0 \text{ V/V}$		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Verstärker X	$G_X = 1,0 \text{ V/V}$		0,0 ppm	0,00	0,0 %
			$u^2(\varepsilon_{i,X})$	0,77	
Wandlermessabweichung	$\varepsilon_{i,X} = 22,0 \text{ ppm}$		$U(\varepsilon_{i,X})$	1,8 ppm	($k = 2$)

In der Bestimmung der Messabweichung für die Impedanz trägt der Normalwiderstand nur zu etwa 8 % zur MU bei. Das VRS ist für die verbleibende MU von etwa 92 % verantwortlich, wobei der Typ B Anteil des Verhältnisses mit 86 % den größten Anteil trägt. Bei der Bestimmung der Phase sind die Verhältnisse umgekehrt. Hier tragen das VRS nur zu etwa 2 %, und der Normalwiderstand mit der Unsicherheit seiner Zeitkonstante von 2 ns zu

98 % bei. Dadurch erhöht sich bei der Kalibrierung der äquivalenten Zeitkonstante die beizuordnende Messunsicherheit mit $\pm 2,1$ ns kaum.

Tabelle 23 Messunsicherheitsbudget für den Fehlwinkel einer Impedanz (Z_X) kalibriert gegen einen Normalwiderstand

Beitrag X_i			Messunsicherheit $u(X_i)$	Varianz $u^2(X_i)$ in 10^{-12}	Gewicht
Streuung Ergebnis	$u_A(\delta_{i,X})$	--	0,07 μrad	0,00	0,1 %
Verhältnis	$\gamma_{21} = 2,1 \mu\text{rad}$		0,32 μrad	0,10	1,8 %
Übertragungsfaktor N1	$\arg\{F_{i,N1}\} = 0,0 \mu\text{rad}$		0,0 μrad	0,00	0,0 %
Übertragungsfaktor N2	$\arg\{F_{i,N2}\} = 0,0 \mu\text{rad}$		0,0 μrad	0,00	0,0 %
Übertragungsfaktor X2	$\arg\{F_{i,X2}\} = 0,0 \mu\text{rad}$		0,0 μrad	0,00	0,0 %
Messwiderstand N	$\delta_{Z,N} = 0,0 \mu\text{rad}$		2,4 μrad	5,70	98,1 %
Messwiderstand X	$\delta_{Z,X} = 0,0 \mu\text{rad}$		0,0 μrad	0,00	0,0 %
Verstärker N	$\delta_{G,N} = 0,0 \mu\text{rad}$		0,0 μrad	0,00	0,0 %
Verstärker X	$\delta_{G,X} = 0,0 \mu\text{rad}$		0,0 μrad	0,00	0,0 %
Last N	$\delta_{\text{load},N} = -0,1 \mu\text{rad}$		0,04 μrad	0,00	0,0 %
Last X	$\delta_{\text{load},X} = -0,1 \mu\text{rad}$		0,02 μrad	0,00	0,0 %
			5,81		
Fehlwinkel	$\delta_{i,X} = 2,0 \mu\text{rad}$		$U(\delta_{i,X})$	4,9 μrad	(k = 2)
äquivalente Zeitkonstante	$T_{\text{eq}} = 0,8 \text{ ns}$		$U(T_{\text{eq}})$	2,1 ns	

Dieses Beispiel zeigt prinzipiell das Schema zur Berechnung der MU für alle verwendeten breitbandigen Messwiderstände.

b) UNSICHERHEITSBUDGET: KALIBRIERUNG IW_X (SEKAM IV) GEGEN Z_N (RN-5)

Das nächste Beispiel zeigt ein MU Budget für die Kalibrierung der transformatorisch gekoppelten Strom-Spannungswandler in der SEKAM IV. Die Berechnung wird für den Bereich 500 mA/3 V bei der Frequenz 380 Hz durchgeführt. Normal ist der zuvor kalibrierte Widerstand RN-5 - vgl. a). Der Prüfstrom ist 200 mA. Der zu kalibrierende IU-Konverter besteht aus einem Stromwandler mit einer Übersetzung von $K_i = 500 \text{ mA}/10 \text{ mA} = 50$, sowie einem Messwiderstand mit $R = 300 \Omega$. Das MU Budget nach Betrag und Phase ist in Tabelle 24 angegeben.

In der Bestimmung der Messabweichung für den Betrag des Übersetzungsverhältnisses trägt der Normalwiderstand zu etwa 84 % zur MU bei. Das VRS ist nun nur noch für die verbleibende MU von etwa 16 % verantwortlich. Bei der Bestimmung der Phase sind die Verhältnisse nun noch drastischer. Hier trägt das VRS nur noch zu unter 0,5 %, und der Normalwiderstand mit der Unsicherheit seiner Zeitkonstante von 2,1 ns zu 99,5 % bei. Dadurch erhöht sich bei der Kalibrierung die Messunsicherheit der äquivalenten Zeitkonstante auf lediglich 2,3 ns.

Tabelle 24 Messunsicherheitsbudget für die Messabweichung (oben) und den Fehlwinkel (unten) eines IU Konverters kalibriert gegen einen Normalwiderstand RN-5.

Beitrag X_i			relative Messunsicherheit $u(X_i)$	Varianz $u^2(X_i)$ in 10^{-12}	Gewicht
Streuung Ergebnis	$u_A(\varepsilon_{i,X})$	--	0,21 ppm	0,04	4,5 %
Übersetzungsverhältnis	$K_{ni,X}$	50	--	--	--
Verhältnis	$\Gamma_{21} = 1,199968 \text{ V/V}$		0,34 ppm	0,11	11,7 %
Übertragungsfaktor N1	$F_{i,N1} = 1,00 \text{ A/A}$		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Übertragungsfaktor N2	$F_{i,N2} = 1,00 \text{ A/A}$		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Übertragungsfaktor X2	$F_{i,X2} = 1,00 \text{ A/A}$		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Messwiderstand N	$Z_N = 5,00011 \text{ }\Omega$		0,9 ppm	0,81	83,8 %
Messwiderstand X	$Z_X = 300,0 \text{ }\Omega$		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Verstärker N	$G_N = 1,0 \text{ V/V}$		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Verstärker X	$G_X = 1,0 \text{ V/V}$		0,0 ppm	0,00	0,0 %
			$u^2(\varepsilon_{i,X})$	0,97	
Wandermessabweichung	$\varepsilon_{i,X} = -4,4 \text{ ppm}$		$U(\varepsilon_{i,X})$	2,0 ppm	($k = 2$)

Beitrag X_i			Messunsicherheit $u(X_i)$	Varianz $u^2(X_i)$ in 10^{-12}	Gewicht
Streuung Ergebnis	$u_A(\delta_{i,X})$	--	0,07 μrad	0,00	0,1 %
Verhältnis	$\gamma_{21} = -6,2 \mu\text{rad}$		0,14 μrad	0,02	0,3 %
Übertragungsfaktor N1	$\arg\{F_{i,N1}\} = 0,0 \mu\text{rad}$		0,0 μrad	0,00	0,0 %
Übertragungsfaktor N2	$\arg\{F_{i,N2}\} = 0,0 \mu\text{rad}$		0,0 μrad	0,00	0,0 %
Übertragungsfaktor X2	$\arg\{F_{i,X2}\} = 0,0 \mu\text{rad}$		0,0 μrad	0,00	0,0 %
Messwiderstand N	$\delta_{Z,N} = 2,0 \mu\text{rad}$		2,6 μrad	6,90	99,6 %
Messwiderstand X	$\delta_{Z,X} = 0,0 \mu\text{rad}$		0,0 μrad	0,00	0,0 %
Verstärker N	$\delta_{G,N} = 0,0 \mu\text{rad}$		0,0 μrad	0,00	0,0 %
Verstärker X	$\delta_{G,X} = 0,0 \mu\text{rad}$		0,0 μrad	0,00	0,0 %
Last N	$\delta_{\text{load},N} = -0,1 \mu\text{rad}$		0,04 μrad	0,00	0,0 %
Last X	$\delta_{\text{load},X} = -0,1 \mu\text{rad}$		0,02 μrad	0,00	0,0 %
			6,92		
Fehlwinkel	$\delta_{i,X} = -4,3 \mu\text{rad}$		$U(\delta_{i,X})$	5,3 μrad	$(k = 2)$
äquivalente Zeitkonstante	$T_{\text{eq}} = -1,80 \text{ ns}$		$U(T_{\text{eq}})$	2,3 ns	

c) UNSICHERHEITSBUDGET: KALIBRIERUNG IW_X (LEM PSU200HF)

Ein Stromwandler (DC-fähig) LEM PSU200HF mit dem Übersetzungsverhältnis $100 \text{ A}/100 \text{ mA} = 1000$ wird mit zehn Windungen auf $K_{ni} = 100$ gebracht. Die nominale magnetische Durchflutung ist 100 AW . Dieser Wandler wird dann als Einheit zusammen mit dem Messwiderstand „RN-5“ gegen den Strom-Spannungswandler in der SEKAM IV (5 A Bereich) bei 2500 Hz und 10 A kalibriert. Das MU Budget nach Betrag und Phase ist in Tabelle 25 angegeben.

Tabelle 25 Messunsicherheitsbudget für die Messabweichung (oben) und den Fehlwinkel (unten) eines IU Konverters kalibriert gegen den IU Konverter SEKAM IV.

Beitrag X_i			relative Messunsicherheit $u(X_i)$	Varianz $u^2(X_i)$ in 10^{-12}	Gewicht
Streuung Ergebnis	$u_A(\varepsilon_{i,X})$	--	0,21 ppm	0,04	0,1 %
Übersetzungsverhältnis	$K_{ni,X}$	100	--	--	--
Verhältnis	$\Gamma_{21} = 0,083324 \text{ V/V}$		6,07 ppm	36,79	59,5 %
Übertragungsfaktor N1	$F_{i,N1} = 1,00 \text{ A/A}$		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Übertragungsfaktor N2	$F_{i,N2} = 0,002 \text{ A/A}$		5,0 ppm	25,00	40,4 %
Übertragungsfaktor X2	$F_{i,X2} = 1,00 \text{ A/A}$		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Messwiderstand N	$Z_N = 300,0 \Omega$		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Messwiderstand X	$Z_X = 5,0 \Omega$		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Verstärker N	$G_N = 1,0 \text{ V/V}$		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Verstärker X	$G_X = 1,0 \text{ V/V}$		0,0 ppm	0,00	0,0 %
			$u^2(\varepsilon_{i,X})$	61,83	
Wandlermessabweichung	$\varepsilon_{i,X} = -117,0 \text{ ppm}$		$U(\varepsilon_{i,X})$	15,8 ppm	($k = 2$)

Beitrag X_i			Messunsicherheit $u(X_i)$	Varianz $u^2(X_i)$ in 10^{-12}	Gewicht
Streuung Ergebnis	$u_A(\delta_{i,X})$	--	0,07 μrad	0,00	0,0 %
Verhältnis	$\gamma_{21} = -826,3 \mu\text{rad}$		2,38 μrad	5,67	0,4 %
Übertragungsfaktor N1	$\arg\{F_{i,N1}\} = 0,0 \mu\text{rad}$		0,0 μrad	0,00	0,0 %
Übertragungsfaktor N2	$\arg\{F_{i,N2}\} = -44,0 \mu\text{rad}$		40,0 μrad	1600,00	99,6 %
Übertragungsfaktor X2	$\arg\{F_{i,X2}\} = 0,0 \mu\text{rad}$		0,0 μrad	0,00	0,0 %
Messwiderstand N	$\delta_{Z,N} = 0,0 \mu\text{rad}$		0,0 μrad	0,00	0,0 %
Messwiderstand X	$\delta_{Z,X} = 0,0 \mu\text{rad}$		0,0 μrad	0,00	0,0 %
Verstärker N	$\delta_{G,N} = 0,0 \mu\text{rad}$		0,0 μrad	0,00	0,0 %
Verstärker X	$\delta_{G,X} = 0,0 \mu\text{rad}$		0,0 μrad	0,00	0,0 %
Last N	$\delta_{\text{load},N} = -0,1 \mu\text{rad}$		0,02 μrad	0,00	0,0 %
Last X	$\delta_{\text{load},X} = -0,4 \mu\text{rad}$		0,14 μrad	0,02	0,0 %
			1605,70		
Fehlwinkel	$\delta_{i,X} = -870,0 \mu\text{rad}$		$U(\delta_{i,X})$	80,2 μrad	(k = 2)
äquivalente Zeitkonstante	$T_{\text{eq}} = -55,39 \text{ ns}$		$U(T_{\text{eq}})$	5,2 ns	

Nachfolgend sind die wesentlichen Ergebnisse der Kalibrierung der drei Wandler dargestellt. In der Tabelle 26 sind die Messabweichungen ε_{iu} inklusive der Abweichung ε_z des Messwiderstandes RN-5, sowie die damit korrigierten Messabweichungen ε_i der Stromwandler und seine Phasenfehler bei der Frequenz von 50 Hz angegeben.

Tabelle 26 Ergebnis der Wechselstromkalibrierung der Stromwandler bei 50 Hz.

PSU200HF L3		Datum 17.01.13	
$I_p / I_{p,r}$ [%]	ε_{iu} [ppm]	ε_i [ppm]	δ_i [μ rad]
100	-103	-36	-18
80	-104	-37	-19
50	-108	-41	-20
20	-104	-37	-17
10	-105	-38	-16
5	-114	-47	-17
1	-111	-44	-19

PSU200HF L2			
100	-100	-33	-20
80	-100	-33	-21
50	-105	-38	-23
20	-101	-34	-20
10	-104	-37	-19
5	-109	-42	-19
1	-103	-36	-21

PSU200HF L1			
100	-95	-28	-19
80	-95	-27	-20
50	-98	-31	-22
20	-95	-28	-20
10	-97	-30	-19
5	-102	-35	-20
1	-98	-31	-20

$R_m = 5 \Omega$		$N \times I_{p,r} = 100 \text{ AW}$	
$\varepsilon_z = -67 \text{ ppm}$		$N = 10 \text{ Wdg.}$	

Es ist zu erkennen, dass die Messabweichungen der drei Wandler nach Betrag und Phase sowohl nahezu gleich sind, als auch nur gering von der Aussteuerung abhängen. Der Nachweis der Unabhängigkeit von der Anzahl der Primärwindungen bei sonst gleicher magnetischer Durchflutung geht aus den in Tabelle 27 dargestellten Ergebnissen für den Stromwandler „L1“ hervor.

Tabelle 27 Untersuchung des Stromwandlers „L1“ bei verschiedener Anzahl von Primärwindung ($\Theta = 100 \text{ AW} = \text{const.}$) sowie bei 50 Hz.

PSU200HF L1				Datum 17.01.13		
$I_p / I_{p,r}$ [%]	$\varepsilon_{iu}(10\text{Wdg.})$ [ppm]	$\varepsilon_{iu}(8\text{Wdg.})$ [ppm]	$\varepsilon_{iu}(6\text{Wdg.})$ [ppm] ¹⁾	$\varepsilon_{iu}(4\text{Wdg.})$ [ppm] ¹⁾	$\varepsilon_{iu}(2\text{Wdg.})$ [ppm] ¹⁾	$\varepsilon_{iu}(1\text{Wdg.})$ [ppm] ¹⁾
100	-95	-	-	-	-	-
50	-98	-104	-104	-	-	-
20	-95	-98	-104	-105	-101	-
5	-102	-105	-103	-104	-100	-103
1	-98	-100	-102	-104	-100	-97
$I_p / I_{p,r}$ [%]	$\delta_{iu}(10\text{Wdg.})$ [μrad]	$\delta_{iu}(8\text{Wdg.})$ [μrad]	$\delta_{iu}(6\text{Wdg.})$ [μrad] ¹⁾	$\delta_{iu}(4\text{Wdg.})$ [μrad] ¹⁾	$\delta_{iu}(2\text{Wdg.})$ [μrad] ¹⁾	$\delta_{iu}(1\text{Wdg.})$ [μrad] ¹⁾
100	-19	-	-	-	-	-
50	-22	-22	-22	-	-	-
20	-20	-21	-21	-20	-20	-
5	-20	-20	-22	-20	-20	-21
1	-20	-22	-22	-21	-21	-19
$f = 52,6 \text{ Hz}$		Referenz:	WME I & RN-5 & Amp x10 ¹⁾			
$R_B = 5 \Omega$						
$\varepsilon_z = -67 \text{ ppm}$						

Die Ergebnisse bei gleicher magnetischer Aussteuerung zeigen für alle Windungszahlen von $N_p = 1$ bis $N_p = 10$ vergleichbare Resultate. Im Rahmen der Messunsicherheit von etwa $\pm 15 \text{ ppm}$ und $\pm 5 \text{ ns}$ gibt es keine signifikanten Unterschiede. Die daher für $N_p = 10$ gewonnen Ergebnisse nach Tabelle 26 können somit unverändert auf andere Windungszahlen übertragen werden. Dies gilt auch für den Frequenzgang, der ebenfalls mit $N_p = 10$ und bei einer Stromstärke von 3 A (30 % Aussteuerung) gegen den Widerstand Fluke A40B-5A ermittelt wurde. Der Prüfstrom wurde im Frequenzbereich bis 20 kHz mit dem nach Kapitel 2.2.2 aufgebauten Transkonduktanzverstärker erzeugt. Hierzu wurden die drei Phasen parallel geschaltet, da eine Phase höchstens einen Strom von 1 A erzeugen kann. Die Ergebnisse der Kalibrierung sind in Tabelle 28 dargestellt.

Zusätzlich wurden die Ergebnisse bei 10 A (entsprechend 100 % Aussteuerung) und im Frequenzbereich bis 5 kHz verifiziert. Die obere Frequenzgrenze ergab sich aufgrund der Begrenzung des verwendeten Transkonduktanzverstärkers ZERA VI130. Die Ergebnisse stimmen tendenziell mit den Ergebnissen bei 30 % Aussteuerung überein. Dennoch sind geringe Unterschiede ab etwa 2,5 kHz erkennbar.

Tabelle 28 Frequenzgang nach Betrag und Phase für eine symmetrische Anordnung der Primärleiter für $N_p = 10$ (10 A) mit dem Durchsteckstromwandler LEM PSU200HF (L1) bei 3 A und 10 A.

PSU200HF L1			Datum 14.12.12	
f [Hz]	$I = 3A$		$I = 10A$	
	$\Delta\varepsilon_i$ [ppm]	δ_i [μrad]	$\Delta\varepsilon_i$ [ppm]	δ_i [μrad]
20002,5	-5997	-5360	-	-
10002,5	-1187	-4302	-	-
5002,5	-108	-1892	-33	-1840
2502,5	-29	-898	-13	-870
1002,5	-9	-359	-8	-348
602,5	-5	-218	-6	-211
382,5	-2	-140	-3	-135
202,5	-1	-75	-3	-71
102,5	0	-39	-2	-35
62,5	1	-24	-1	-21
52,5	0	-20	0	-18
47,5	0	-18	0	-16
Referenz:	Fluke A40B-5A & RN-5		SEKAM IV (N) & RN-5	
$R_m = 5\Omega$				
$N \times I_{p,r} = 100AW$				
$N = 10Wdg.$				

5.5.5 BERECHNUNGEN UND MESSUNSICHERHEITEN DER SPANNUNGS- WANDLERMESSEINRICHTUNG

In der Tabelle 29 sind die für die weitere Herleitung notwendigen Benennungen der Übertragungsfaktoren und Messabweichungen zur Programmierung der Gleichungen im Messprogramm der Wandlermesseinrichtung (Spannungswandler) nach Bild 41 auf Seite 95 angegeben. Die Definitionen sind für alle Komponenten der Spannungswandlermesseinrichtungen im Anhang 5.4.5 angegeben.

Tabelle 29 Definition der verwendeten Übertragungsfaktoren im Modell der Messeinrichtung für Spannungswandler.

Parameter N Path			
Name; variable	Constant	magnitude error	phase or time constant
VT (N1); $\underline{E}_{u,N1}$	$K_{u,N1}$	$\varepsilon_{u,N1}$	$\delta_{u,N1}$
VD (N2); $\underline{E}_{u,N2}$	$K_{u,N2}$	$\varepsilon_{u,N2}$	$\delta_{u,N2}$
Amp (G_N); \underline{G}_N	$G_{nom,N}$	$\varepsilon_{G,N}$	$\delta_{G,N}$
Load (N); $\underline{E}_{Load,N}$	$R_{Out,N}; L_{Out,N};$ $C_{Load,N}$	$\varepsilon_{Load,N}$	$\delta_{Load,N}$
Parameter X Path			
DUT VT (X1); $\underline{E}_{u,X1}$	$K_{u,X1}$	--	--
VD (X2); $\underline{E}_{u,X2}$	$K_{u,X2}$	$\varepsilon_{u,X2}$	$\delta_{u,X2}$
Amp (G_X); \underline{G}_X	$G_{nom,X}$	$\varepsilon_{G,X}$	$\delta_{G,X}$
Load (X); $\underline{E}_{Load,X}$	$R_{Out,X}; L_{Out,X};$ $C_{Load,X}$	$\varepsilon_{Load,X}$	$\delta_{Load,X}$
Parameter Bridge			
Bridge	Difference	ε_u	δ_u
	Standard (N)	$\varepsilon_{u,N}$	$\delta_{u,N}$
	DUT (X)	$\varepsilon_{u,X}$	$\delta_{u,X}$
	Testpoint LP(N); LP(X)		

Für den Pfad N mit dem Normalspannungswandler (N1), dem zweiten Normalspannungswandler (N2), sowie dem Messverstärker (G_N), unter Berücksichtigung der kapazitiven Belastung (load N) ergibt sich die Ausgangsspannung \underline{U}_N (entspricht \underline{U}_1 des ratiometrischen Messsystems) in Abhängigkeit der Primärspannung \underline{U}_p zu

$$\begin{aligned}
 \frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_p} &= \underline{F}_{u,N1} \cdot \underline{F}_{u,N2} \cdot \underline{G}_N \cdot \underline{F}_{Load,N} = \underline{F}_{u,N1} \cdot \underline{F}_{B,N} \\
 \left| \frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_p} \right| &= \frac{(1 + \varepsilon_{u,N1})}{K_{u,N1}} \cdot \frac{G_{nom,N} \cdot |\underline{F}_{Load,N}|}{K_{u,N2}} \cdot \left[(1 + \varepsilon_{u,N2}) \cdot (1 + \varepsilon_{G,N}) \right]. \\
 \arg \left\{ \frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_p} \right\} &= \delta_{u,N1} + \delta_{u,N2} + \delta_{G,N} + \arg \{ \underline{F}_{Load,N} \}
 \end{aligned} \tag{131}$$

Für den Pfad X mit dem Prüfling DUT (X1), dem Normalspannungswandler (X2), sowie dem Messverstärker (G_X), unter Berücksichtigung der kapazitiven Belastung (load X) ergibt sich die Ausgangsspannung \underline{U}_X (entspricht \underline{U}_2 des ratiometrischen Messsystems) in Abhängigkeit der Primärspannung \underline{U}_p zu

$$\begin{aligned}
 \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_p} &= \underline{F}_{u,X1} \cdot \underline{F}_{u,X2} \cdot \underline{G}_X \cdot \underline{F}_{Load,X} = \underline{F}_{u,X1} \cdot \underline{F}_{B,X} \\
 \left| \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_p} \right| &= \frac{(1 + \varepsilon_{u,X1})}{K_{u,X1}} \cdot \frac{G_{nom,X} \cdot |\underline{F}_{Load,X}|}{K_{u,X2}} \cdot \left[(1 + \varepsilon_{u,X2}) \cdot (1 + \varepsilon_{G,X}) \right]. \\
 \arg \left\{ \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_p} \right\} &= \delta_{u,X1} + \delta_{u,X2} + \delta_{G,X} + \arg \{ \underline{F}_{Load,X} \}
 \end{aligned} \tag{132}$$

Das komplexe Verhältnis und der daraus berechnete Übertragungsfaktor des DUT ist

$$\begin{aligned}
 \underline{\Gamma}_{21} &= \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \frac{\underline{F}_{u,X1} \cdot \underline{F}_{u,X2} \cdot \underline{G}_X \cdot \underline{F}_{Load,X}}{\underline{F}_{u,N1} \cdot \underline{F}_{u,N2} \cdot \underline{G}_N \cdot \underline{F}_{Load,N}} = \frac{\underline{F}_{u,X1} \cdot \underline{F}_{B,X}}{\underline{F}_{u,N1} \cdot \underline{F}_{B,N}} \\
 \Rightarrow \underline{F}_{u,X1} &= \underline{\Gamma}_{21} \cdot \underline{F}_{u,N1} \cdot \frac{\underline{F}_{u,N2} \cdot \underline{G}_N \cdot \underline{F}_{Load,N}}{\underline{F}_{u,X2} \cdot \underline{G}_X \cdot \underline{F}_{Load,X}} = \underline{\Gamma}_{21} \cdot \underline{F}_{u,N1} \cdot \frac{\underline{F}_{B,N}}{\underline{F}_{B,X}}
 \end{aligned} \tag{133}$$

Daraus können in analoger Weise zu (28) die zu kalibrierenden Wandlermessabweichungen $\varepsilon_{u,X1}$ und $\delta_{u,X1}$ angegeben werden. Diese sind

$$\begin{aligned}
 \varepsilon_{u,X1} &= \left| \underline{F}_{u,X1} \right| \cdot K_{u,X1} - 1 \\
 \delta_{u,X1} &= \arg \{ \underline{F}_{u,X1} \}
 \end{aligned} \tag{134}$$

Jedoch sollen auch hier die anderen wichtigen Parameter einer Messbrücke angegeben werden. Dazu zählt wieder die Anzeige der sogenannten Brückendifferenz, die Anzeige der Primärspannung, sowie die Anzeige der Prüfpunkte, d.h. die prozentuale Aussteuerung des Normalwandler (N1) und des Prüflings (X1). Die Brückendifferenz stellt die Abweichung des Prüflings direkt in Bezug auf die verwendeten Normale dar. Durch diese Darstellung ist jederzeit der Überblick zwischen den Messwerten und den insgesamt numerisch

korrigierten Messabweichungen gegeben. Diese Brückendifferenz ergibt sich bei einer klassischen Brücke zwangsläufig (siehe Bild 27). Hier muss diese jedoch durch eine Berechnung nachempfunden werden. Sie ergibt sich unter Berücksichtigung von (133) zu

$$\begin{aligned}\varepsilon_u &= \left| \underline{\Gamma}_{21} \right| \cdot \frac{F_{B,N,nom}}{F_{B,X,nom}} \cdot \frac{F_{u,N1,nom}}{F_{u,X1,nom}} - 1 \\ \delta_u &= \gamma_{21}\end{aligned}\quad (135)$$

Die ebenfalls anzuzeigenden Messabweichungen $\Delta\varepsilon_{u,B}$ und $\Delta\delta_{u,B}$ der Messbrücke, die Messabweichungen $\varepsilon_{u,N1}$ und $\delta_{u,N1}$ des Normalwandler (N1) und die insgesamt zu korrigierenden Messabweichungen $\varepsilon_{u,N}$ und $\delta_{u,N}$ ergeben sich aus

$$\begin{aligned}\Delta\varepsilon_{u,B} &= \frac{\left| \underline{F}_{B,N} \right| / F_{B,N,nom}}{\left| \underline{F}_{B,X} \right| / F_{B,X,nom}} - 1 \\ \Delta\delta_{u,B} &= \arg\left\{ \underline{F}_{B,N} \right\} - \arg\left\{ \underline{F}_{B,X} \right\} \\ \varepsilon_{u,N} &= (1 + \varepsilon_{u,N1}) \cdot (1 + \Delta\varepsilon_{u,B}) - 1 \\ \delta_{u,N} &= \delta_{u,N1} + \Delta\delta_{u,B}\end{aligned}\quad (136)$$

Nun muss sich zur Kontrolle (26) ergeben. Ein Beispiel soll das veranschaulichen: Ein Prüfling habe den Fehler $\varepsilon_{u,X} = +40$ ppm, die Brückendifferenz sei $\varepsilon_u = +100$ ppm, der Normalwandler habe $\varepsilon_{u,N1} = -70$ ppm und die Messbrücke einen Eigenfehler von $\varepsilon_{u,B} = +10$ ppm. Insgesamt sind also $\varepsilon_{u,N} = -70 + 10 = -60$ ppm zu korrigieren. Es ist nun $\varepsilon_{u,X} = \varepsilon_u + \varepsilon_{u,N} = +100 + (-60) = 40$ ppm. Diese getrennte Angabe für die Brückendifferenz und den zu korrigieren Fehler des Normal (und der Brücke selbst) ist sehr anschaulich, da jederzeit klar ist, welche Korrekturen vorgenommen wurden. Im Falle einer fehlerhaften Korrektur, beispielsweise bei einem Eingabefehler der vielen zu berücksichtigenden Kalibrierwerte (siehe Tabelle 21), wäre eine nachträgliche Korrektur anhand des Ausdrucks noch möglich.

Der Primärspannung U_p ist gemäß (131)

$$U_p = \frac{U_1}{\left| \underline{F}_{u,N1} \cdot \underline{F}_{B,N} \right|} \quad (137)$$

Damit kann nun der Prüfpunkt als prozentuale Aussteuerung, getrennt für den Normalstromwandler (N1) und den Prüfling (X) angegeben werden

$$LP_N = \frac{U_p}{U_{p,nom,N1}}; \quad LP_X = \frac{U_p}{U_{p,nom,X1}} \quad (138)$$

Die Messunsicherheit der Spannungswandlermesseinrichtung lässt sich in analoger Weise (vgl. Anhang 5.5.4) anhand der Modellgleichung (133) nach Betrag und Phase des Übertragungsfaktors $\underline{F}_{u,X1}$

$$\begin{aligned}\underline{F}_{u,X1} &= \underline{\Gamma}_{21} \cdot \underline{F}_{u,N1} \cdot \frac{\underline{F}_{u,N2} \cdot \underline{G}_N \cdot \underline{F}_{Load,N}}{\underline{F}_{u,X2} \cdot \underline{G}_X \cdot \underline{F}_{Load,X}} \\ F_{u,X1} &= |\underline{F}_{u,X1}| = \Gamma_{21} \cdot F_{u,N1} \cdot \frac{F_{u,N2} \cdot G_N \cdot F_{Load,N}}{F_{u,X2} \cdot G_X \cdot F_{Load,X}} \\ \angle(\underline{F}_{u,X1}) &= \gamma_{21} + \angle(\underline{F}_{u,N1}) + \angle(\underline{F}_{u,N2}) - \angle(\underline{F}_{u,X2}) + \angle(\underline{G}_N) - \angle(\underline{G}_X) \\ &\quad + \angle(\underline{F}_{Load,N}) - \angle(\underline{F}_{Load,X})\end{aligned}\tag{139}$$

auftrennen. Das Spannungsverhältnis und die zugehörigen Messunsicherheiten Typ A und Typ B liegen bereits nach Betrag und Phase vor (vgl. Kapitel 5.5.3). Da die Modellgleichung für den Betrag in Produktform angegeben ist, ergibt sich die gesamten Messunsicherheit Typ B in einfacher Weise als die Summe der (quadrierten) relativen Messunsicherheiten der einzelnen Beträge der Übertragungsfaktoren, bzw. des Verhältnisses gemäß

$$\begin{aligned}u_B^2(\varepsilon_{u,X}) &= u_B^2(\Gamma_{21}) + u^2(\varepsilon_{u,N1}) + u^2(\varepsilon_{u,N2}) + u^2(\varepsilon_{u,X2}) + \dots \\ &\quad + u^2(\varepsilon_{G,N}) + u^2(\varepsilon_{G,X})\end{aligned}\tag{140}$$

$$u_B(\varepsilon_{u,X}) = \sqrt{u_B^2(\varepsilon_{u,X})}$$

Hierbei wurden die Unsicherheiten der kapazitiven Belastung im Betrag zunächst vernachlässigt. In ähnlicher Weise ist die Gleichung für den Phasenwinkel eine einfache Addition und Subtraktion. Daher ergibt sich die gesamten Messunsicherheit Typ B einfach als die Summe der (quadrierten) absoluten Messunsicherheiten der einzelnen Winkel

$$\begin{aligned}u_B^2(\delta_{u,X}) &= u_B^2(\Gamma_{21}) + u^2(\delta_{u,N1}) + u^2(\delta_{u,N2}) + u^2(\delta_{u,X2}) + \dots \\ &\quad + u^2(\delta_{G,N}) + u^2(\delta_{G,X}) + \dots \\ &\quad + \omega^2 \cdot [u^2(T_{Load,N}) + u^2(T_{Load,X})]\end{aligned}\tag{141}$$

$$u_B(\delta_{u,X}) = \sqrt{u_B^2(\delta_{u,X})}$$

Die Typ A Messunsicherheit muss noch entsprechend hinzugerechnet werden.

a) UNSICHERHEITSBUDGET: KALIBRIERUNG VD_X (HPVD2) GEGEN IVD (KT30)

Diese Beispiel zeigt ein MU Budget für die Kalibrierung des aktiven Widerstandsteilers HPVD2 im Bereich 60 V/3 V gegen den IVD „KT30“ in der Stellung $D_n = 0,100000$. Die Berechnung wird für die Frequenz 1 kHz durchgeführt. Das MU Budget ist in Tabelle 30 angegeben.

Tabelle 30 Messunsicherheitsbudget für die Abweichung des HPVD2 nach Betrag (oben) und Phase (unten) kalibriert gegen einen IVD (KT30) bei 1 kHz.

Beitrag X_i			relative Messunsicherheit $u(X_i)$	Varianz $u^2(X_i)$ in 10^{-12}	Gewicht
Streuung Ergebnis	$u_A(\varepsilon_{u,X})$	--	0,21 ppm	0,04	0,1 %
Übersetzungsverhältnis	$K_{nu,X}$	20	--	--	--
Verhältnis	$\Gamma_{21} = 0,49999625$ V/V		0,82 ppm	0,67	2,2 %
Übertragungsfaktor N1	$F_{u,N1} = 0,09999975$ V/V		5,5 ppm	30,25	97,7 %
Übertragungsfaktor N2	$F_{u,N2} = 1,0$ V/V		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Übertragungsfaktor X2	$F_{u,X2} = 1,0$ V/V		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Verstärker N	$G_N = 1,0$ V/V		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Verstärker X	$G_X = 1,0$ V/V		0,0 ppm	0,00	0,0 %
			$u^2(\varepsilon_{u,X})$	30,96	
Wandlerrmessabweichung	$\varepsilon_{u,X} = -10,0$ ppm		$U(\varepsilon_{u,X})$	11,2 ppm	($k = 2$)

Beitrag X_i			Messunsicherheit $u(X_i)$	Varianz $u^2(X_i)$ in 10^{-12}	Gewicht
Streuung Ergebnis	$u_A(\delta_{u,X})$	--	0,07 μ rad	0,00	0,1 %
Verhältnis	$\gamma_{21} = 18,8$ μ rad		0,36 μ rad	0,13	2,0 %
Übertragungsfaktor N1	$\arg\{F_{u,N1}\} = 5,0$ μ rad		2,5 μ rad	6,25	97,8 %
Übertragungsfaktor N2	$\arg\{F_{u,N2}\} = 0,0$ μ rad		0,0 μ rad	0,00	0,0 %
Übertragungsfaktor X2	$\arg\{F_{u,X2}\} = 0,0$ μ rad		0,0 μ rad	0,00	0,0 %
Verstärker N	$\delta_{G,N} = 0,0$ μ rad		0,0 μ rad	0,00	0,0 %
Verstärker X	$\delta_{G,X} = 0,0$ μ rad		0,0 μ rad	0,00	0,0 %
Last N	$\delta_{load,N} = -0,8$ μ rad		0,09 μ rad	0,01	0,1 %
Last X	$\delta_{load,X} = 0,0$ μ rad		0,00 μ rad	0,00	0,0 %
			6,39		
Fehlwinkel	$\delta_{u,X} = 23,0$ μ rad		$U(\delta_{u,X})$	5,1 μ rad	(k = 2)
äquivalente Zeitkonstante	$T_{eq} = 3,66$ ns		$U(T_{eq})$	0,9 ns	

Es ist aus der Zusammensetzung der MU Beiträge zu erkennen, dass die Messunsicherheitsbeiträge des Referenzwandlers, bzw. -teilers den größten Anteil haben (über 95 %).

Der beispielhaft im Bild 85 dargestellte Frequenzgang des 120 V/3 V Bereiches zeigt, dass der aktive Teiler HPVD2 Messabweichungen im Audiofrequenzbereich (bis 20 kHz) von unter 1 %, bzw. 0,3 crad hat. Bis etwa 2,5 kHz liegen die Fehler weit unter 200 ppm, bzw. 100 μ rad. Ebenfalls eingezeichnet sind die sich unter Anwendung einer Ausgleichsfunktion 4. Ordnung ergebenden Differenzen zu den Messwerten (Residuen). Sie liegen im Bereich von unter ± 2 ppm/ μ rad, sodass Kalibrierungen mithilfe dieser Ausgleichsfunktion, anstelle der gemessenen Kalibrierwerte gemacht werden können.

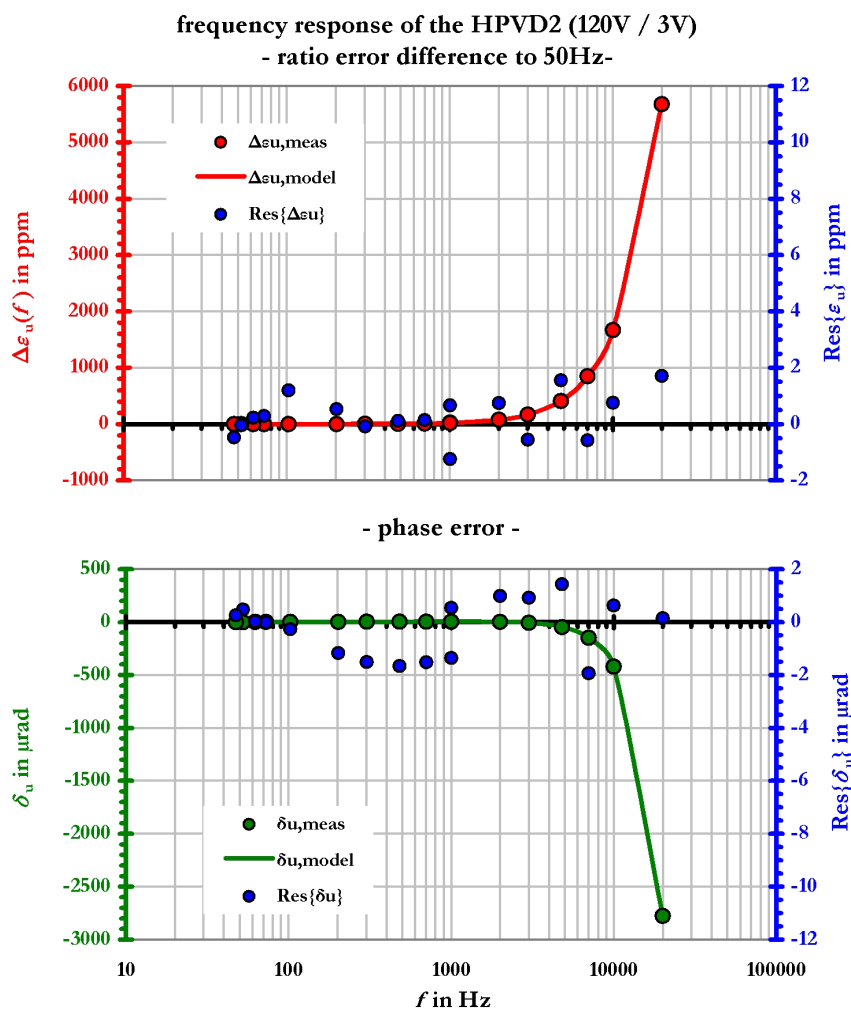


Bild 85: Frequenzgang nach Betrag (oben) und Phase (unten) für den aktiven Spannungsteiler HPVD2 beispielhaft für den Bereich 120 V/3 V.

Diese Vorgehensweise, den auf 50 Hz normalisierten Frequenzgang $\Delta\epsilon_u(f)$ und den Phasengang $\delta_u(f)$ durch eine Modellfunktion auszudrücken, ist sehr angenehm, da sich üblicherweise der konstruktiv bedingte Frequenzgang im Laufe der Jahre nicht mehr wesentlich ändert. Lediglich der aussteuerungsabhängige Basisfehler ϵ_u des Teilers wird sich ändern. Er muss gelegentlich bei 50 Hz neu kalibriert werden. In der Tabelle 31 sind die für die jeweiligen Spannungsbereiche ermittelten Parameter des Ausgleichspolynoms 4. Ordnung angegeben.

Tabelle 31 Parameter der Ausgleichsfunktion für den Frequenzgang nach Betrag $\Delta\varepsilon_u$ und Phase δ_u des aktiven Widerstandsteilers HPVD2.

Bereich		Polynome "HPVD2" in ppm / μ rad				
		a_0	a_1	a_2	a_3	a_4
60V / 3V	$\Delta\varepsilon_u$	-3,000E-01	8,660E-03	1,640E-05	1,990E-11	-7,455E-15
	δ_u	0,000E+00	5,609E-03	-1,773E-06	-3,366E-10	3,165E-15
120V / 3V	$\Delta\varepsilon_u$	-5,000E-01	4,021E-03	1,752E-05	-7,195E-11	-5,209E-15
	δ_u	0,000E+00	5,394E-03	-1,382E-06	-3,796E-10	4,408E-15
240V / 3V	$\Delta\varepsilon_u$	-2,000E-01	5,225E-03	1,705E-05	-1,126E-11	-7,261E-15
	δ_u	0,000E+00	2,882E-02	-5,671E-07	-4,686E-10	6,985E-15

Abschließend sind der Vollständigkeit halber die Ergebnisse für den HPVD3 zusammengefasst. Im Bild 86 ist beispielhaft das Ergebnis des 180 V/3 V Bereiches dargestellt.

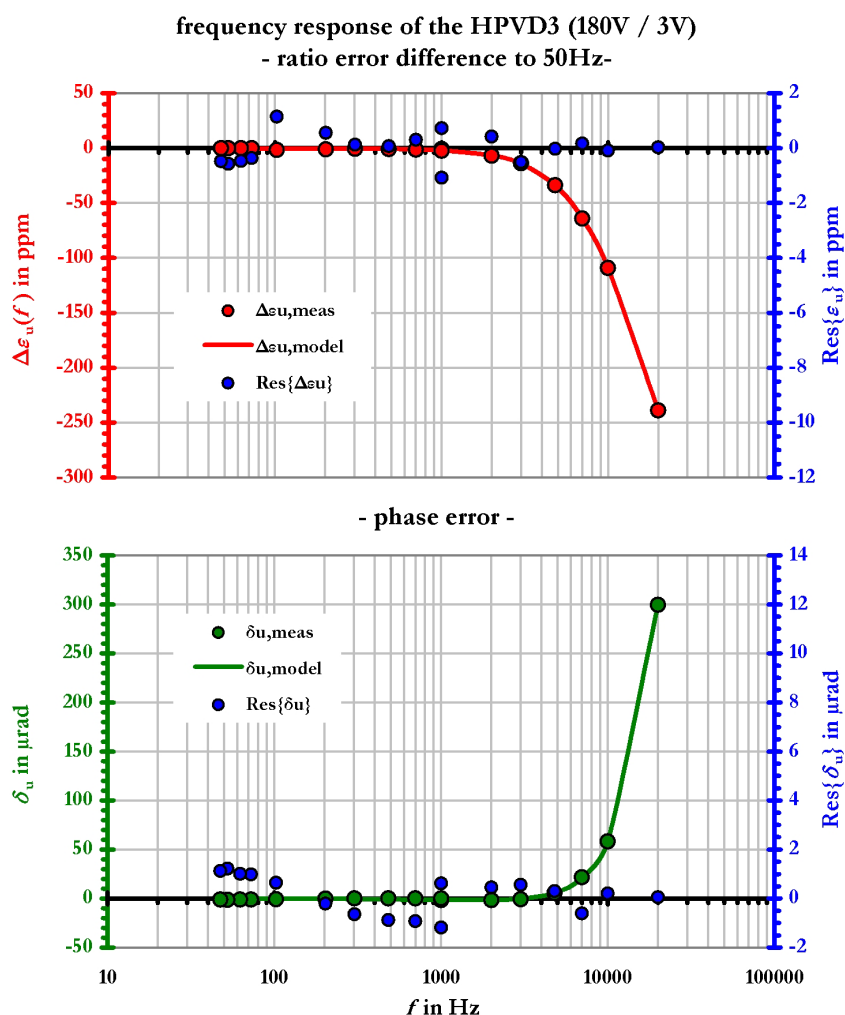


Bild 86: Frequenzgang nach Betrag (oben) und Phase (unten) für den aktiven Spannungsteiler HPVD3 beispielhaft für den Bereich 180 V/3 V.

Anhang

In der Tabelle 32 sind die für die jeweiligen Spannungsbereiche ermittelten Parameter des Ausgleichspolynoms 4. Ordnung angegeben.

Tabelle 32 Parameter der Ausgleichsfunktion für den Frequenzgang nach Betrag $\Delta\varepsilon_u$ und Phase δ_u des aktiven Widerstandsteilers HPVD3.

Bereich		Polynome "HPVD3" in ppm / μ rad				
		a_0	a_1	a_2	a_3	a_4
60V / 3V	$\Delta\varepsilon_u$	-5,385E-01	9,720E-04	-2,359E-06	1,197E-10	-1,953E-15
	δ_u	0,000E+00	-1,827E-01	7,254E-07	3,140E-11	-1,002E-15
120V / 3V	$\Delta\varepsilon_u$	-9,527E-01	1,146E-04	-1,899E-06	9,184E-11	-1,341E-15
	δ_u	0,000E+00	-2,082E-02	3,773E-07	5,530E-11	-1,582E-15
180V / 3V	$\Delta\varepsilon_u$	-5,539E-01	7,199E-04	-2,096E-06	1,143E-10	-2,054E-15
	δ_u	0,000E+00	-1,586E-03	3,537E-07	5,376E-11	-1,501E-15
240V / 3V	$\Delta\varepsilon_u$	-5,320E-01	1,797E-03	-2,334E-06	1,411E-10	-2,988E-15
	δ_u	0,000E+00	3,801E-02	1,166E-06	-3,266E-11	9,425E-16

b) UNSICHERHEITSBUDGET: KALIBRIERUNG VD_X (RT1000) GEGEN VD (HPVD2)

Dieses Beispiel zeigt ein MU Budget für die Kalibrierung des breitbandigen aktiven Widerstandsteilers RT1000 mit dem Teilungsfaktor von 1000 V/V gegen den aktiven Widerstandsteiler „HPVD2“ im Bereich 240 V/3 V bei 240 V. Die Berechnung wird bei der Frequenz 1 kHz durchgeführt. Das MU Budget ist in Tabelle 33 angegeben.

Tabelle 33 Messunsicherheitsbudget für die Messabweichung des RT1000 nach Betrag (oben) und Phase (unten) kalibriert gegen den HPVD2 bei 1 kHz.

Beitrag X_i			relative Messunsicherheit $u(X_i)$	Varianz $u^2(X_i)$ in 10^{-12}	Gewicht
Streuung Ergebnis	$u_A(\varepsilon_{u,X})$	--	0,21 ppm	0,04	0,0 %
Übersetzungsverhältnis	$K_{nu,X}$	1000	--	--	--
Verhältnis	$\Gamma_{21} = 0,07930073$ V/V		6,38 ppm	40,65	41,9 %
Übertragungsfaktor N1	$F_{u,N1} = 0,01250019$ V/V		7,5 ppm	56,25	58,0 %
Übertragungsfaktor N2	$F_{u,N2} = 1,0$ V/V		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Übertragungsfaktor X2	$F_{u,X2} = 1,0$ V/V		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Verstärker N	$G_N = 1,0$ V/V		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Verstärker X	$G_X = 1,0$ V/V		0,0 ppm	0,00	0,0 %
			$u^2(\varepsilon_{u,X})$	96,94	
Wandlermessabweichung	$\varepsilon_{u,X} = -8726,0$ ppm		$U(\varepsilon_{u,X})$	19,7 ppm	($k = 2$)

Beitrag X_i			Messunsicherheit $u(X_i)$	Varianz $u^2(X_i)$ in 10^{-12}	Gewicht
Streuung Ergebnis	$u_A(\delta_{u,X})$	--	0,07 μ rad	0,00	0,0 %
Verhältnis	$\gamma_{21} = -118,4$ μ rad		2,47 μ rad	6,09	14,3 %
Übertragungsfaktor N1	$\arg\{F_{u,N1}\} = 28,0$ μ rad		4,0 μ rad	16,00	37,5 %
Übertragungsfaktor N2	$\arg\{F_{u,N2}\} = 0,0$ μ rad		0,0 μ rad	0,00	0,0 %
Übertragungsfaktor X2	$\arg\{F_{u,X2}\} = 0,0$ μ rad		0,0 μ rad	0,00	0,0 %
Verstärker N	$\delta_{G,N} = 0,0$ μ rad		0,0 μ rad	0,00	0,0 %
Verstärker X	$\delta_{G,X} = 0,0$ μ rad		0,0 μ rad	0,00	0,0 %
Last N	$\delta_{load,N} = 0,0$ μ rad		0,00 μ rad	0,00	0,0 %
Last X	$\delta_{load,X} = -39,3$ μ rad		4,53 μ rad	20,56	48,2 %
			42,66		
Fehlwinkel	$\delta_{u,X} = -51,1$ μ rad		$U(\delta_{u,X})$	13,1 μ rad	(k = 2)
äquivalente Zeitkonstante	$T_{eq} = -8,13$ ns		$U(T_{eq})$	2,1 ns	

Es ist aus der Zusammensetzung der MU für die Phase zu erkennen, dass die Messunsicherheiten des Referenzteilers und die MU der kapazitiven Belastung ($R_{out} = 50 \Omega$) etwa gleiche Anteile haben. Die gesamte MU liegt im Bereich von etwa 20 ppm bzw. μ rad, obwohl hier die Messung unter den relativ ungünstigen Bedingungen eines Verhältnisses von etwa 1:12 durchgeführt wurde.

Der im Bild 87 dargestellte Frequenzgang zeigt einen nahezu flachen Betragsverlauf bis herab zu - 50 ppm bei 20 kHz. Da die Kalibrierung absteigend (beginnend bei 20 kHz) durchgeführt wurde, kann auch ein thermischer Effekt diese scheinbare Messabweichung hervorgerufen haben. Dieser thermische Effekt stabilisiert sich aufgrund dieser

Vorgehensweise zu geringeren Frequenzen hin. Dadurch ist bei höchster Frequenz auch die MU aufgrund solcher Effekte am größten, was jedoch praktisch auch gewollt ist, da man üblicherweise zu geringeren Frequenzen hin bestrebt ist die bessere MU zu erzielen. Der Phasengang kann durch eine Zeitkonstante von $-7,3 \text{ ns}$ modelliert werden.

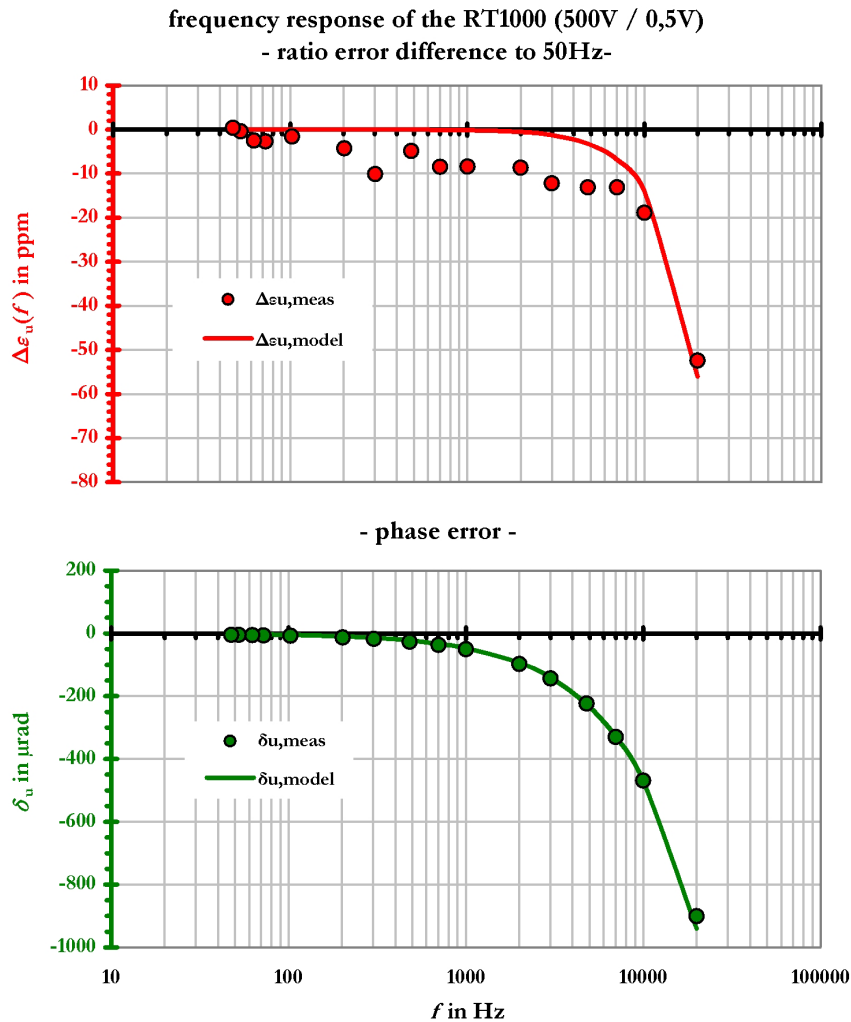


Bild 87: Frequenzgang nach Betrag (oben) und Phase (unten) für den aktiven Spannungsteiler RT1000. Angabe der Phase für Leerlauf ($C = 0$).

c) UNSICHERHEITSBUDGET: KALIBRIERUNG VD_X (ZIMMER HST12-3)

Das MU Budget für die Kalibrierung des aktiven 12 kV Widerstandsteilers Zimmer HST12-3 mit der Übersetzung von 4000 V/V gegen den Widerstandsteiler „RT1000“ bei 240 V ist hier dargestellt. Die Berechnung wird bei der Frequenz 1 kHz durchgeführt. Das MU Budget ist in Tabelle 34 angegeben.

Tabelle 34 Messunsicherheitsbudget für die Messabweichung nach Betrag (oben) und Phase (unten) des HST12-3 kalibriert gegen den RT1000 - siehe Text

Beitrag X_i			relative Messunsicherheit $u(X_i)$	Varianz $u^2(X_i)$ in 10^{-12}	Gewicht
Streuung Ergebnis	$u_A(\varepsilon_{u,X})$	--	0,21 ppm	0,04	0,0 %
Übersetzungsverhältnis	$K_{nu,X}$	4000	--	--	--
Verhältnis	$\Gamma_{21} = 0,25244029$ V/V		1,96 ppm	3,86	2,4 %
Übertragungsfaktor N1	$F_{u,N1} = 0,00099127$ V/V		12,5 ppm	156,25	97,6 %
Übertragungsfaktor N2	$F_{u,N2} = 1,0$ V/V		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Übertragungsfaktor X2	$F_{u,X2} = 1,0$ V/V		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Verstärker N	$G_N = 1,0$ V/V		0,0 ppm	0,00	0,0 %
Verstärker X	$G_X = 1,0$ V/V		0,0 ppm	0,00	0,0 %
			$u^2(\varepsilon_{u,X})$	160,15	
Wandlermessabweichung	$\varepsilon_{u,X} = 950,0$ ppm		$U(\varepsilon_{u,X})$	25,4 ppm	($k = 2$)

Beitrag X_i			Messunsicherheit $u(X_i)$	Varianz $u^2(X_i)$ in 10^{-12}	Gewicht
Streuung Ergebnis	$u_A(\delta_{u,X})$	--	0,07 μ rad	0,00	0,0 %
Verhältnis	$\gamma_{21} = 70,4$ μ rad		0,77 μ rad	0,59	0,5 %
Übertragungsfaktor N1	$\arg\{F_{u,N1}\} = -51,1$ μ rad		10,0 μ rad	100,00	82,5 %
Übertragungsfaktor N2	$\arg\{F_{u,N2}\} = 0,0$ μ rad		0,0 μ rad	0,00	0,0 %
Übertragungsfaktor X2	$\arg\{F_{u,X2}\} = 0,0$ μ rad		0,0 μ rad	0,00	0,0 %
Verstärker N	$\delta_{G,N} = 0,0$ μ rad		0,0 μ rad	0,00	0,0 %
Verstärker X	$\delta_{G,X} = 0,0$ μ rad		0,0 μ rad	0,00	0,0 %
Last N	$\delta_{load,N} = -39,3$ μ rad		4,53 μ rad	20,56	17,0 %
Last X	$\delta_{load,X} = 0,0$ μ rad		0,00 μ rad	0,00	0,0 %
			121,16		
Fehlwinkel	$\delta_{u,X} = -20,0$ μ rad		$U(\delta_{u,X})$	22,1 μ rad	(k = 2)
äquivalente Zeitkonstante	$T_{eq} = -3,18$ ns		$U(T_{eq})$	3,6 ns	

Der im Bild 88 dargestellte Frequenzgang zeigt die Ergebnisse der Kalibrierung bei 240 V für die drei Phasen des HST12-3. Bei höheren Frequenzen (etwa ab 1 kHz) stimmen die prinzipiellen Verläufe der Betrags- und Phasenganges für die drei Phasen überein. Jedoch ergeben sich stärkere Unterschiede im Bereich von 100 Hz bis 1 kHz. Hier scheint der Übergangsbereich (frequenzabhängiger RC Übergang) des Teilers zu liegen. Eine Wiederholungsmessung für die Phase L1 zeigt, dass dort auch mit einer verschlechterten MU zu rechnen ist. Prinzipiell liegen jedoch die Ergebnisse innerhalb von 0,02 %/crad bei 50 Hz und besser als 0,1 %, bzw. 0,15 crad bei Frequenzen bis 20 kHz.

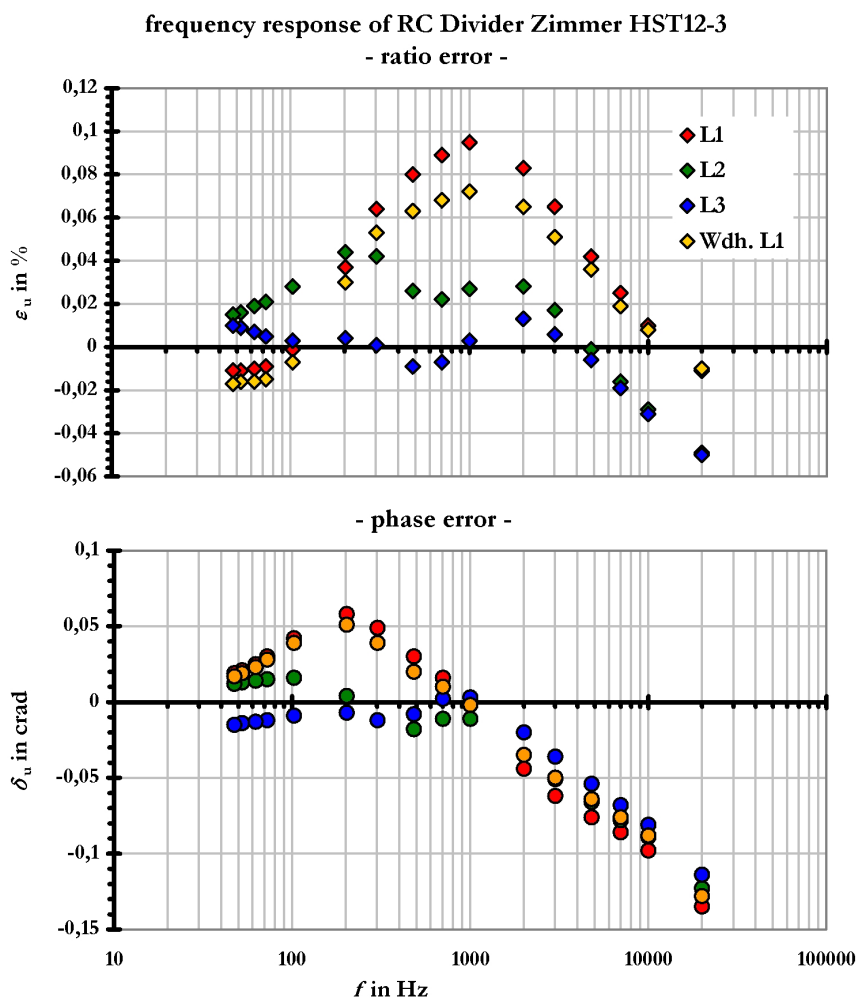


Bild 88: Frequenzgang nach Betrag (oben) und Phase (unten) für den aktiven Spannungsteiler Zimmer HST12-3.

Es ist nun das Linearitätsprinzip zu vermuten, d.h. der Frequenzgang des Teilers sollte auch bei höheren Spannungen den hier dargestellten Verläufen nach Betrag und Phase folgen. Zuletzt sind noch die Messabweichungen für verschiedene Aussteuerungen von 20 % bis 100 % der nominalen Spannungen von 12 kV des Teilers in Tabelle 35 angegeben.

Tabelle 35 Messabweichungen des HST12-3 in Abhängigkeit der Aussteuerung bei 50 Hz

$K_{u,r} = 12000 \text{ V} / 3 \text{ V}$					50 Hz	
$U_p / U_{p,r}$	$\varepsilon_u \text{ (L1)}$	$\delta_u \text{ (L1)}$	$\varepsilon_u \text{ (L2)}$	$\delta_u \text{ (L2)}$	$\varepsilon_u \text{ (L3)}$	$\delta_u \text{ (L3)}$
in %	in %	in crad	in %	in crad	in %	in crad
100	0,071	-0,006	0,014	-0,041	0,013	-0,067
80	0,025	0,000	0,014	-0,034	0,014	-0,060
50	0,023	-0,013	0,010	-0,027	0,009	-0,049
20	0,011	-0,011	-0,010	-0,021	0,008	-0,042

LEBENS LAUF

Persönliche Daten

Name: Enrico Mohns
Geburtsdatum: 05.10.1973 in Bautzen
Familienstand: verheiratet, ein Kind
Staatsangehörigkeit: deutsch

Schul Ausbildung

1980 - 1990 Polytechnische Oberschule „Käthe Kollwitz“ in Halberstadt
Abschluss: Realschulabschluss
1996 - 1997 Fachoberschule „Technik“ in Halberstadt
Abschluss: Fachhochschulreife

Berufsausbildung

1990 - 1991 Ausbildung zum BMSR Mechaniker bei den
Stadtwerken Halberstadt (abgebrochen)
1992 - 1996 Ausbildung zum Elektroinstallateur bei der Firma ela in Halberstadt

Hochschulausbildung

1997 - 2001 Studium der Elektrotechnik an der
Fachhochschule Braunschweig Wolfenbüttel
Abschluss: Diplom-Ingenieur (FH)
2004 - 2007 Zusatzstudiengang Elektrotechnik an der
TU Braunschweig
Abschluss: Diplom-Ingenieur

Berufstätigkeit

seit 2001 Mitarbeiter der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt
im Fachbereich 2.3 „Elektrische Energiemesstechnik“
in Braunschweig